



TUGAS AKHIR - TE 141599

IMPLEMENTASI ALGORITMA *ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS VIA ROTATIONAL INVARIANCE TECHNIQUES* (ESPRIT) DAN CAPON MINIMUM VARIANCE UNTUK TEKNOLOGI SMART ANTENNA PADA *UNIVERSAL SOFTWARE RADIO PERIPHERAL* (USRP)

Tania Fatmacory
NRP 2213106075

Dosen Pembimbing
Dr. Ir. Puji Handayani, MT.
Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.

JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya 2015



FINAL PROJECT - TE 141599

***IMPLEMENTATION OF ESTIMATION OF SIGNAL
PARAMETERS VIA ROTATIONAL INVARIANCE
TECHNIQUES (ESPRIT) AND CAPON MINIMUM
VARIANCE ALGORITHM FOR SMART ANTENNA
TECHNOLOGY ON UNIVERSAL SOFTWARE RADIO
PERIPHERAL (USRP)***

Tania Fatmacory
NRP 2213106075

Supervisors
Dr. Ir. Puji Handayani, MT.
Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.

DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING
Faculty of Industrial Technology
Sepuluh Nopember Institute of Technology
Surabaya 2015

**IMPLEMENTASI ALGORITMA
ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS VIA
ROTATIONAL INVARIANCE TECHNIQUES (ESPRIT)
DAN
CAPON MINIMUM VARIANCE UNTUK
TEKNOLOGI SMART ANTENNA PADA
UNIVERSAL SOFTWARE RADIO PERIPHERAL
(USRP)**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar Sarjana Teknik
Pada
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia
Jurusan Teknik Elektro
Institut Teknologi Sepuluh Nopember**

Menyetujui :

Dosen Pembimbing I

Dosen Pembimbing II


Dr. Ir. Puji Handayani, MT.


Prof. Ir. Gamantyo H., M.Eng., Ph.D.

NIP. 19660510 199203 2 002

NIP. 19701111 199303 1 002



IMPLEMENTASI ALGORITMA *ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS VIA ROTATIONAL INVARIANCE TECHNIQUES* (ESPRIT) DAN *CAPON MINIMUM VARIANCE* UNTUK TEKNOLOGI *SMART ANTENNA* PADA *UNIVERSAL SOFTWARE RADIO PERIPHERAL* (USRP)

Tania Fatmacory
2213106075

Dosen Pembimbing I : Dr. Ir. Puji Handayani, MT.

Dosen Pembimbing II : Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.

ABSTRAK

Dunia telekomunikasi saat ini membutuhkan sistem antena yang memiliki pola radiasi yang mampu berubah sesuai dengan arah pergerakan pelanggan. Konfigurasi antena dengan kemampuan tersebut dikenal dengan *smart antenna*. Antena mampu mendeteksi arah kedatangan sinyal (proses *direction finding*) dan kemudian merubah arah pancar *main beam* (proses *beamforming*).

Pada Tugas akhir ini, dilakukan penelitian mengenai implementasi algoritma *direction finding* dan *beamforming* untuk *smart antenna* pada perangkat USRP. Simulasi sistem dilakukan untuk *direction finding* dan *beamforming*. Selanjutnya dilakukan realisasi pada USRP sampai tahap *direction finding*. Algoritma ESPRIT dipilih untuk menjalankan fungsi *direction finding* dan algoritma MVDR digunakan untuk melakukan *beamforming*. Penggunaan USRP dipilih untuk mengatasi permasalahan rumitnya konfigurasi perangkat RF dan tingginya biaya implementasi sistem.

Sistem dirancang dengan konfigurasi array 1x3 dan bekerja pada frekuensi 2,4 Ghz. Berdasarkan hasil simulasi sistem, jika terdapat dua sumber sinyal, maka performansi ESPRIT dan MVDR berada pada kondisi optimal pada $SNR \geq 13 \text{ dB}$; $50^\circ \leq \text{DoA} \leq 110^\circ$; dan jarak antar sudut yang terdeteksi $\geq 30^\circ$. Untuk hasil pengukuran menggunakan perangkat USRP, rata-rata akurasi estimasi DoA pada seluruh sudut azimuth sebesar 44.7° pada $0^\circ \leq \text{DoA} \leq 180^\circ$.

Kata kunci : *Smart antenna, TLS-ESPRIT, MVDR, direction finding, beamforming, USRP.*

**IMPLEMENTATION OF ESTIMATION OF SIGNAL
PARAMETERS VIA ROTATIONAL INVARIANCE TECHNIQUES
(ESPRIT) AND CAPON MINIMUM VARIANCE ALGORITHM
FOR SMART ANTENNA TECHNOLOGY ON UNIVERSAL
SOFTWARE RADIO PERIPHERAL (USRP)**

Tania Fatmacory
2213106075

Advisor I : Dr. Ir. Puji Handayani, MT.
Advisor II : Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.

ABSTRACT

Telecommunication world today requires the antenna system with flexible radiation pattern that able to change according to customer's direction of movement. Antenna configuration with that ability known as smart antenna. An antenna capable of detecting the signal's direction of arrival (direction finding process) and then change the direction of the main transmitting beam (beamforming process).

Research of this final project brings up a topic about implementation of direction finding and beamforming algorithm for smart antenna technology on USRP devices, one type of SDR devices so the problems of configuration complexity between RF-device and high-cost system implementation can be resolved. Direction finding and beamforming process was simulated and simulation system further implemented in USRP devices until direction finding process. ESPRIT algorithm was elected to perform the direction finding and MVDR algorithm used to perform beamforming in smart antenna system.

System has been designed on frequency 2.4GHz with array configuration 1x3. From the result of simulation, with two signal sources, ESPRIT and MVDR are optimum on $\text{SNR} \geq 13 \text{ dB}$; $50^\circ \leq \text{DoA} \leq 110^\circ$; and space between elements are $\geq 30^\circ$. As for the results of measurements with USRP, accuracy average reaches 44.7° on $0^\circ \leq \text{DoA} \leq 180^\circ$.

Keyword : *Smart antenna, TLS-ESPRIT, MVDR, direction finding, beamforming, USRP.*

KATA PENGANTAR

Puji syukur penulis panjatkan kehadiran Allah SWT yang telah melimpahkan rahmat-Nya sehingga penulis mampu menyelesaikan Laporan Tugas Akhir dengan judul **Implementasi Algoritma *Estimation Of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques* (Esprit) dan Capon-Minimum Variance** untuk Teknologi **Smart Antenna** pada **Universal Software Radio Peripheral (USRP)**.

Ucapan terima kasih penulis haturkan kepada :

1. Yang tercinta Ibu, Bapak, dan Adek di rumah yang selalu menemani setiap langkah penulis dengan lantunan doanya;
2. Yang penulis hormati Dr. Ir. Puji Handayani, MT. beserta Prof. Ir. Gamantyo Hendranto, M.Eng., Ph.D. selaku Dosen Pembimbing atas bimbingan dan arahan untuk terselesaikannya Tugas Akhir ini;
3. Yang penulis hormati Dosen Pengajar Jurusan Teknik Elektro Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia beserta rekan-rekan seluruh Laboratorium Telekomunikasi Multimedia, khususnya Lab. Antena dan Propagasi, terima kasih atas bantuan diskusi dan dukungan morilnya;
4. Para sahabat terdekat, Nita, Gendys, Mila, Fadhil, Nurman, Mas Dani, Fitri, Ana, Adhi, keluarga Dastran, terima kasih.

Besar harapan penulis bahwa penelitian yang tertulis pada Laporan Tugas Akhir ini dapat berguna dan dikembangkan lebih lanjut untuk kemajuan bidang Telekomunikasi Multimedia Jurusan Teknik Elektro ITS pada khususnya. Kritik dan saran untuk penulis harapkan untuk kemajuan di masa yang akan datang.

Surabaya, Januari 2016

Tania Fatmacory
NRP. 2213106075

DAFTAR ISI

Halaman Judul	i
Title Page	ii
ABSTRAK	v
ABSTRACT	vii
KATA PENGANTAR	ix
DAFTAR ISI	xi
DAFTAR GAMBAR	xv
DAFTAR TABEL	xix
BAB 1 PENDAHULUAN	21
1.1 Latar Belakang	21
1.2 Rumusan Masalah	3
1.3 Batasan Masalah	3
1.4 Tujuan Penelitian	3
1.5 Metodologi Penelitian	4
1.6 Sistematika Laporan	5
1.7 Relevansi	6
BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA	7
2.1 Pola Radiasi Antena	7
2.1.1 Daerah Medan Antena	7
2.1.2 Definisi Pola Radiasi Antena	9
2.1.3 Efisiensi Radiasi Antena	11
2.1.4 <i>Gain</i>	12
2.2 Faktor Antena	13
2.3 Antena Array	14
2.3.1 Faktor Array	15
2.3.2 <i>Uniform Linear Array</i> N-elemen	17
2.3.3 <i>Broadside Linear Array</i>	19
2.3.4 Beamwidth Antena Array	22
2.3.5 Pemodelan Sinyal Antena Array	23
2.4 Smart Antenna	24
2.4.1 PN-Sequence	26
2.4.2 Matrix Korelasi Array	28
2.4.3 Algoritma ESPRIT	31
2.4.4 Algoritma CAPON MVDR ^{[5],[11]}	35
2.5 Propagasi Gelombang Pada <i>Free Space</i> ^[12]	38
2.6 <i>Universal Software Radio Peripheral</i> (USRP)	40
2.6.1 USRP NI-2922 dan N210	41

2.6.2.	<i>Motherboard</i> USRP N210	41
2.6.3.	<i>Daughterboard</i> SBX	41
2.6.4.	Daya USRP NI2922	43
2.7.	Perangkat Lunak Simulasi dan Antar Muka	44
2.7.1.	MATLAB R2014b	44
2.7.2.	NI-LabVIEW 2013	44
2.8.	Perhitungan Busur Lingkaran	45
BAB 3 PERANCANGAN SISTEM		47
3.1	Perancangan Umum Sistem	47
3.2	Perancangan Perangkat	49
3.2.1	Perangkat Lunak	49
3.2.2	Perangkat Keras	50
3.3	Perancangan Daerah Medan Jauh Antena dan <i>Power Link Budget</i>	52
3.3.1	Perancangan Daerah Medan Jauh Antena	53
3.3.2	Perancangan <i>Power Link Budget</i>	54
3.4	Perancangan Simulasi Sistem	57
3.4.1	Simulasi Matlab2014b	58
3.4.2	Simulasi LabVIEW 2013	64
3.5	Perancangan Implementasi Sistem	66
3.5.1	Interkoneksi Perangkat	66
3.5.2	Rancangan Sub-sistem Pengirim	68
3.5.3	Rancangan Sub-sistem Referensi Pengirim	72
3.5.4	Rancangan Sub-sistem Penerima	73
3.6	Skenario Pengujian Sistem	79
3.6.1	Skenario Simulasi	79
3.6.2	Skenario Pengukuran Lapangan	79
BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA		85
4.1	Parameter Evaluasi Sistem	85
4.2	Analisis Hasil Simulasi	86
4.2.1	Analisis Pengaruh SNR	86
4.2.2	Analisis Performansi Algoritma di Seluruh Sudut <i>Azimuth</i>	94
4.2.3	Analisis Pengaruh Jumlah Elemen Array	97
4.3	Parameter Pengukuran	99
4.4	Analisis Pantulan	100
4.5	Hasil Pengukuran	101
4.5.1	Hasil Pengukuran Lokasi A	101
4.5.2	Hasil Pengukuran Lokasi B	106

4.5.3	Hasil Pengukuran Lokasi C	109
4.5.4	Hasil Pengukuran Lokasi D	110
4.6	Perbandingan Data Hasil Pengukuran	112
4.7	Analisis SNR Hasil Pengukuran	113
4.8	Analisis Histogram DoA Hasil Pengukuran	114
4.9	Sintesis	117
BAB 5 PENUTUP		123
5.1.	Kesimpulan	123
5.2.	Saran	124
DAFTAR PUSTAKA		125
LAMPIRAN A		127
Lembar Pengesahan Proposal		127
LAMPIRAN B		129
Daftar Program Matlab dan LabVIEW		129
LAMPIRAN C		145
Dokumentasi Pengukuran		145
LAMPIRAN D		151
Data Pengukuran Lokasi D		151
LAMPIRAN E		152
Datasheet Perangkat		152

DAFTAR GAMBAR

Gambar 2.1	Kriteria daerah medan antenna [1].....	8
Gambar 2.2	Ilustrasi pola radiasi antenna $F(\theta, \phi)$ dan direktivitas D [1].	9
Gambar 2.3	Plot polar dari pola radiasi antenna [4].....	11
Gambar 2.4	Array linier. Simbol ϕ dan λ mengindikasikan variabel penggeser fase dan atenuator [1].....	14
Gambar 2.5	Konfigurasi antenna array linear dengan sumber berupa titik isotropis[1].	15
Gambar 2.6	M-elemen linear array dengan sumber titik berupa elemen radiator isotropis [1].	16
Gambar 2.7	<i>Array factor</i> untuk (a) Tiga elemen. (b) Lima elemen [1].	18
Gambar 2.8	Pola radiasi <i>broadside</i> array 4-elemen dengan $\alpha = 0$ dan $d = 0,25\lambda$, $0,5\lambda$, dan $0,75\lambda$ [5].	20
Gambar 2.9	Estimasi antenna faktor pada fungsi linear (ψ) dan fungsi polar (θ)[1].	21
Gambar 2.10	Antena array tradisional [6].	23
Gambar 2.11	Blok diagram sistem antenna array [6].	24
Gambar 2.12	Blok diagram sistem komunikasi menggunakan antenna array [6].	25
Gambar 2.13	<i>Linier Feedback Shift Register</i> (LFSR) dengan 5-stage register [7].	27
Gambar 2.14	<i>M-elemen array</i> dengan sinyal terima[5].	29
Gambar 2.15	Komposisi <i>doublet</i> dari dua array <i>displaced</i> [5].	32
Gambar 2.16	Pemodelan sistem array untuk Analisis MVDR [5].....	36
Gambar 2.17	Pola radiasi <i>minimum variance</i> 6-elemen array.....	37
Gambar 2.18	Blok penguatan bertingkat.....	39
Gambar 2.19	Diagram blok USRP NI-2922 [12].	42
Gambar 2.20	Regresi linear daya pancar USRP NI2922 (Gain 0 dB) terhadap fungsi frekuensi[15].	43
Gambar 2.21	Tampilan modul Mathscript pada jendela diagram blok LabVIEW [16].	45
Gambar 2.22	Ilustrasi lingkaran dengan komponen busur AC.....	46
Gambar 3.1	Blok sistem <i>Smart Antenna</i>	47
Gambar 3.2	Rancangan konfigurasi sistem <i>Smart Antenna</i>	48
Gambar 3.3	Plot pola radiasi rancangan antenna array 3-elemen.....	49
Gambar 3.4	Konfigurasi perangkat keras.....	52

Gambar 3.5	Ilustrasi dimensi antena array	53
Gambar 3.6	Penguatan pada USRP penerima	57
Gambar 3.7	Flowchart perancangan simulasi sistem	57
Gambar 3.8	Flowchart algoritma TLS-ESPRIT	58
Gambar 3.9	Plot sinyal terima pada simulasi Matlab	60
Gambar 3.10	Karakteristik <i>eigenvalue</i> hasil dari estimasi matrik korelasi seluruh elemen array.	61
Gambar 3.11	Flowchart Algoritma MVDR	62
Gambar 3.12	ESPRIT Pseudospectrum untuk DoA 80^0 dan 120^0	63
Gambar 3.13	Hasil beamforming untuk DoA <i>wanted signal</i> 80^0 dan DoA <i>interferere</i> 120^0 pada konfigurasi 3-elemen array.	64
Gambar 3.14	Hasil simulasi LabVIEW untuk estimasi DoA 80^0 dan 120^0 menggunakan algoritma ESPRIT	65
Gambar 3.15	Diagram blok hasil rancangan simulasi sistem <i>smart antenna</i> pada LabVIEW	65
Gambar 3.16	Tampilan <i>front panel</i> dari LabVIEW simulasi blok penerima sistem <i>smart antenna</i>	66
Gambar 3.17	Tampilan NI-USRP Configuration Utility	67
Gambar 3.18	Tampilan jendela command prompt jika laptop telah terhubung dengan USRP.	67
Gambar 3.19	Urutan sub-blok (vi) pada pemrograman LabVIEW bagian sub-sistem pengirim.	68
Gambar 3.20	Diagram alir sub-sistem pengirim pada LabVIEW	69
Gambar 3.21	Blok konfigurasi perangkat dan sinkronisasi.	70
Gambar 3.22	Penggunaan global variable di sub-sistem pengirim.	70
Gambar 3.23	Pembangkitan PN-sequence	71
Gambar 3.24	Blok pengiriman dan penulisan data.	71
Gambar 3.25	Tampilan <i>front panel</i> sub-sistem pengirim.	72
Gambar 3.26	Blok diagram pembangkitan sinyal untuk Tx-reference.	72
Gambar 3.27	Urutan sub-blok (vi) pada pemrograman LabVIEW bagian sub-sistem pengirim.	73
Gambar 3.28	Diagram alir sub-sistem penerima pada LabVIEW.	73
Gambar 3.29	Blok pengenalan perangkat USRP	74
Gambar 3.30	Blok sinkronisasi <i>clock</i>	74
Gambar 3.31	Blok konfigurasi sub-sistem penerima.	75
Gambar 3.32	Blok FIR	75
Gambar 3.33	Blok sistem penerimaan data.	76

Gambar 3.34	Inisialisasi tipe data untuk <i>buffering</i> .	76
Gambar 3.35	Blok pengolahan sinyal di dalam LabVIEW.	77
Gambar 3.36	Blok penyimpanan data	78
Gambar 3.37	Plot Pseudospectrum.	78
Gambar 3.38	Skenario pengujian.	79
Gambar 3.39	Denah lokasi pengukuran A.	82
Gambar 3.40	Denah lokasi pengukuran B.	82
Gambar 3.41	Denah lokasi pengukuran C.	83
Gambar 3.42	Denah lokasi pengukuran D.	84
Gambar 4.1	Pergeseran jarak <i>user</i> jika akurasi sudut $\theta \pm 10^0$	85
Gambar 4.2	Hasil estimasi DoA ESPRIT yang di plot menggunakan CAPON Pseudospectrum.	87
Gambar 4.3	Error estimasi DoA pada variasi SNR positif; (a) Estimasi $\theta_{ss} = 60^0$ dan (b) Estimasi $\theta_{ii} = 150^0$	88
Gambar 4.4	MVDR-Beamforming pada variasi nilai SNR positif.	89
Gambar 4.5	Error puncak tertinggi untuk $\theta_{ss} = 60^0$ hasil MVDR-beamforming pada variasi nilai SNR positif.	89
Gambar 4.6	Amplitudo Sidelobe Pada $\theta_{ii} 150^0$ untuk variasi SNR positif.	90
Gambar 4.7	Performa algoritma ESPRIT pada kondisi SNR negatif.	91
Gambar 4.8	Performa algoritma MVDR pada kondisi SNR negatif.	91
Gambar 4.9	Error estimasi DoA pada variasi SNR negatif; (a) Estimasi $\theta_{ss} = 60^0$ dan (b) Estimasi $\theta_{ii} = 150^0$	92
Gambar 4.10	Error puncak tertinggi untuk $\theta_{ss} = 60^0$ hasil MVDR-beamforming pada variasi nilai SNR negatif.	93
Gambar 4.11	Amplitudo Sidelobe Pada $\theta_{ii} 150^0$ untuk variasi SNR negatif.	93
Gambar 4.12	Performansi algoritma ESPRIT di seluruh sudut <i>azimuth</i> .	95
Gambar 4.13	Performansi algoritma MVDR di seluruh sudut <i>azimuth</i> .	95
Gambar 4.14	CAPON Pseudospectrum dengan DoA hasil estimasi ESPRIT untuk 2 sumber sinyal dari arah yang sama	96
Gambar 4.15	Plot CAPON Pseudospectrum 2 sumber sinyal dengan referensi DoA hasil estimasi algoritma ESPRIT.	96
Gambar 4.16	Plot estimasi MVDR-beamforming pada berbagai sudut <i>azimuth</i> (N=2).	97

Gambar 4.17	Performansi MVDR pada jumlah elemen array yang berbeda.....	98
Gambar 4.18	Hasil deteksi ESPRIT tanpa pemancar.....	101
Gambar 4.19	Hasil deteksi DoA pada kondisi jumlah sinyal yang terdeteksi berbeda ($\theta_{ss}=130^0$).....	102
Gambar 4.20	Perbandingan hasil deteksi DoA pada kondisi jumlah sinyal yang terdeteksi berbeda.....	103
Gambar 4.21	Hasil pengukuran lokasi A.....	104
Gambar 4.22	Hasil pengukuran lokasi A, arah kedatangan sinyal θ_{ss} bergerak dari sudut 0^0 hingga 100^0	104
Gambar 4.23	Hasil estimasi DoA yang sesuai dengan posisi pengirim yang sebenarnya.....	105
Gambar 4.24	Hasil sinkronisasi fase (a) dengan amplifier dan (b) tanpa amplifier pada konfigurasi pengukuran lokasi B.....	106
Gambar 4.25	Hasil pengukuran lokasi B.....	107
Gambar 4.26	Perbandingan estimasi DoA 60^0 dengan dan tanpa amplifier.....	108
Gambar 4.27	Data pengukuran lokasi B tanpa amplifier.....	108
Gambar 4.28	Estimasi DoA menggunakan data pengukuran lokasi C.....	109
Gambar 4.29	Hasil pengukuran lokasi C.....	110
Gambar 4.30	Analisis RMSE terhadap estimasi DoA hasil pengukuran lokasi C.....	110
Gambar 4.31	Contoh hasil estimasi DoA untuk sudut 30^0	111
Gambar 4.32	Hasil estimasi DoA untuk pemancar di sudut 30^0	111
Gambar 4.33	Grafik hasil estimasi DoA 30^0 <i>real time</i>	112
Gambar 4.34	Rata-rata kesalahan DoA hasil estimasi seluruh pengukuran.....	113
Gambar 4.35	Daya terima antenna yang terukur dari <i>spectrum analyzer</i>	114
Gambar 4.36	Histogram DoA Estimasi 30^0	115
Gambar 4.37	Histogram DoA Estimasi 60^0	115
Gambar 4.38	Histogram DoA Estimasi 90^0	116
Gambar 4.39	Histogram DoA Estimasi 110^0	116

DAFTAR TABEL

Tabel 2.1	Daftar generator polinomial untuk pembangkitan m -sequence [7].....	27
Tabel 2.2	Fungsi <i>Exclusive-Or</i> (XOR) [7].....	28
Tabel 2.3	Spesifikasi USRP N210.....	42
Tabel 3.1	Dimensi antena array.....	53
Tabel 3.2	Daya keluaran USRP NI-2922 pada frekuensi 2,4GHz dengan variabel <i>gain</i> [15].....	54
Tabel 3.3	Parameter <i>Power Link Budget</i>	54
Tabel 3.4	Estimasi <i>Link Budget</i> untuk nilai SNR di penerima	56
Tabel 3.5	Error pada program LabVIEW selama proses implementasi.....	81
Tabel 4.1	Hasil simulasi algoritma sistem <i>smart antenna</i>	98
Tabel 4.2	Parameter standar pengukuran.....	99
Tabel 4.3	Estimasi daya sinyal pantul pada seluruh lokasi pengukuran	100
Tabel 4.4	Analisis SNR pada waktu pengukuran	113



BAB 1

PENDAHULUAN

Bab 1 membahas tentang pendahuluan penelitian yang terdiri dari latar belakang penelitian, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan penelitian, metodologi penelitian, sistematika laporan, dan relevansi.

1.1 Latar Belakang

Mobilitas masyarakat yang semakin tinggi menuntut perkembangan teknologi telekomunikasi ke arah optimasi komunikasi nirkabel (*wireless*). Sistem antena konvensional (*fixed antenna*) untuk komunikasi *wireless* dirancang pola radiasinya sedemikian rupa sesuai dengan kebutuhan trafik yang ada, tanpa bisa berubah menyesuaikan mobilisasi pengguna. Kelemahan dari sistem ini muncul akibat karakteristik pola radiasi antena *directional* yang terdiri dari *main lobe* dan *side lobe*, sehingga ada kemungkinan ketika pelanggan berada pada arah *side lobe*, maka kualitas sinyal yang diperoleh menjadi buruk. Sementara itu pada saat bersamaan, penguatan yang berlebih untuk memancarkan *main lobe* menjadi sia-sia ketika pelanggan berada pada sudut radiasi main beam dengan jarak yang cukup dekat dengan antena pemancar.

Pengarahan *lobe*, atau sering juga disebut dengan *beam*, dapat dilakukan dengan menggunakan antena array [1]. Sinyal dari elemen antena tersebut dikombinasikan untuk menghasilkan *beam* yang dapat berubah pada sudut *azimuth* maupun elevasi. Perubahan arah *beam* dilakukan dengan pengaturan yang dilakukan di sisi sistem pemrosesan sinyal digital ataupun di sisi perangkat keras *radio frequency* (RF) sesuai dengan pergerakan pelanggan[2]. Proses pengkombinasian sinyal dari berbagai elemen dalam satu konfigurasi antena array untuk kemudian dilakukan pengaturan arah beam disebut dengan *beamforming* dimana sebelumnya arah kedatangan sinyal (*Direction of Arrival* (DoA)), yang disebut sebagai proses *direction finding*, telah teridentifikasi menggunakan algoritma tertentu. Adanya sistem *direction finding* dan *beamforming* pada *smart antenna* memungkinkan *main beam* terfokus ke arah pelanggan, sehingga efek derau (*noise*) dan interferensi di sisi penerima dapat diminimalisir.

Sama dengan sistem komunikasi pada umumnya, untuk dapat membangun sistem *smart antenna* dibutuhkan perangkat-perangkat *radio frequency* konvensional yang terdiri dari blok *Analog to Digital*

maupun *Digital to Analog Converter* (ADC/DAC), *local oscillator*, *mixer*, *filter*, *Up/Down Converter*, dan konfigurasi antena array. Penelitian hingga tahap implementasi *smart antenna* sering terhalang oleh kompleksitas perangkat yang cukup rumit dan anggaran biaya yang cukup besar. Teknologi *Software Defined Radio* (SDR) dengan modul *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) bertujuan untuk mengatasi kendala tersebut. Memanfaatkan antarmuka pembangkitan dan pengolahan sinyal berupa perangkat lunak Matlab dan National Instrument(NI)-LabVIEW, berbagai perangkat keras pembangun sistem *smart antenna* dapat di sederhanakan dalam beberapa modul USRP yang dirangkai bersama antena untuk membentuk konfigurasi array dengan sinkronisasi menggunakan *external clock*.

Algoritma ESPRIT sebagai salah satu metode untuk menyelesaikan permasalahan *direction finding* dipilih dengan alasan kesederhanaan komputasi tanpa mengurangi tingkat akurasi deteksi DoA yang dihasilkan[3]. Kesederhaan komputasi dari algoritma ESPRIT diharapkan dapat terimplementasi dengan baik pada perangkat SDR, yang pada penelitian ini digunakan perangkat SDR jenis USRP N-2922 dan N-210 beserta SBX. Pada simulasi sistem, dilakukan penambahan algoritma MVDR setelah estimasi DoA oleh algoritma ESPRIT. Hal ini bertujuan agar diperoleh pemodelan perubahan pola radiasi dari antena array sehingga arah pancar *main beam* sesuai dengan sudut DoA. Diharapkan dengan adanya implementasi algoritma *direction finding* pada perangkat SDR dapat mengurangi kompleksitas konfigurasi perangkat sehingga sistem *smart antenna* dapat diterapkan pada kondisi sebenarnya, tidak hanya sebatas simulasi sistem.

1.2 Rumusan Masalah

Masalah yang akan diteliti pada Tugas Akhir ini meliputi beberapa hal sebagai berikut :

1. Bagaimana desain dan Analisis kinerja algoritma ESPRIT untuk estimasi DoA dan *Minimum Variance* untuk *beamforming* pada array 1x3;
2. Bagaimana cara implementasi algoritma ESPRIT agar sistem *smart antenna* menggunakan USRP mampu mengenali arah kedatangan sinyal secara *real time*;
3. Bagaimana tingkat akurasi algoritma ESPRIT dalam mendeteksi DoA ketika diimplementasikan pada perangkat USRP;

1.3 Batasan Masalah

Penelitian Tugas Akhir akan dibatasi pada permasalahan sebagai berikut :

1. Frekuensi yang digunakan adalah 2,4 GHz dengan alasan masuknya frekuensi 2,4GHz di dalam rentang frekuensi ISM (*Industrial, Scientific, and Medical*) yang Pemerintah ijin untuk digunakan dalam penelitian akademis;
2. Jenis antena yang digunakan, baik di sisi pengirim (*transmitter*) maupun penerima (*receiver*) adalah dipole dengan pola radiasi *omnidirectional*;
3. Simulasi, pembangkitan, dan pengolahan sinyal dilakukan menggunakan *perangkat lunak* Matlab dan LabVIEW.

1.4 Tujuan Penelitian

Penelitian Tugas Akhir ini memiliki dua tujuan sebagai berikut:

1. Menghasilkan simulasi sistem *smart antenna* yang mampu mengenali sinyal yang dikirimkan dari dua arah yang berbeda, dan selanjutnya memfokuskan *main beam* ke arah kedatangan salah satu sinyal tersebut sekaligus meredam pola radiasi di arah kedatangan sinyal lain yang dianggap sebagai *interferere* (pengganggu);
2. Mengimplementasikan sistem *smart antenna* pada perangkat USRP sampai pada tahap sistem yang mampu mengestimasi arah kedatangan sinyal.

1.5 Metodologi Penelitian

Penyelesaian Tugas Akhir ini melalui berbagai tahapan sebagai berikut :

1. Studi Pustaka

Penelitian dimulai dengan studi pustaka yang berkaitan dengan Topik Tugas Akhir. Penulis melakukan pengumpulan pustaka dengan cara sebagai berikut :

- a) Mencari informasi dari berbagai buku dan artikel (jurnal dan *paper*) mengenai perancangan algoritma ESPRIT maupun Capon-MVDR beserta pengimplementasiannya pada sistem *smart antenna*. Pustaka terkait yang terkumpul selanjutnya digunakan sebagai referensi penelitian dan penulisan Laporan Tugas Akhir;

- b) Mempelajari pengoperasian perangkat lunak simulasi MATLAB dan NI-Labview, di mana masing-masing perangkat lunak tersebut secara berurutan digunakan untuk perancangan simulasi sistem dan antar muka implementasi simulasi pada USRP.

2. Perancangan Simulasi *Smart Antenna*

Algoritma ESPRIT dan Capon-MVDR yang telah dipelajari pada tahap studi pustaka kemudian diimplementasikan pada perangkat lunak MATLAB untuk mensimulasikan sistem *smart antenna*. Simulasi pada MATLAB meliputi pembangkitan sinyal di sisi pengirim hingga sinyal sampai di penerima dan diolah oleh algoritma ESPRIT dan Capon MVDR sehingga diperoleh DoA dan pola radiasi antenna penerima dapat diarahkan ke arah kedatangan sinyal.

3. Penerapan Hasil Simulasi pada USRP

Implementasi sistem *smart antenna* pada USRP dimulai dengan desain blok sistem konfigurasi USRP pada perangkat lunak NI-LabVIEW, baik desain blok pengirim maupun penerima. Pengolahan sinyal pada perangkat lunak NI-LabVIEW memanfaatkan *script* algoritma ESPRIT yang sebelumnya telah berhasil disimulasikan di MATLAB.

4. Pengukuran Kualitas Sistem

Parameter konfigurasi perangkat untuk pengukuran sistem *smart antenna*, seperti jarak antar elemen array, frekuensi kerja dan jumlah sinyal yang datang di penerima disesuaikan dengan inisialisasi parameter pada simulasi MATLAB. Pengukuran dilakukan pada kondisi medan jauh antenna dengan jarak medan jauh diperoleh dari perhitungan matematis. Kualitas sistem *smart antenna* diukur berdasarkan keakuratan sistem hasil perancangan dalam mendeteksi DoA sinyal dari pengirim.

5. Penulisan Laporan Tugas Akhir

Keseluruhan proses penelitian, mulai dari pengumpulan data teoritis sebagai referensi penelitian hingga data hasil simulasi maupun pengukuran *real time* disusun dan diAnalisis dalam bentuk buku laporan sebagai hasil pengerjaan Tugas Akhir.

1.6 Sistematika Laporan

Laporan penelitian Tugas Akhir ini disusun secara sistematis dalam beberapa bab dengan rincian sebagai berikut :

BAB 1 PENDAHULUAN

Bab Pendahuluan membahas tentang pendahuluan penelitian yang terdiri dari latar belakang penelitian, rumusan masalah, batasan masalah, tujuan penelitian, metodologi penelitian, sistematika laporan, dan relevansi.

BAB 2 TINJAUAN PUSTAKA

Tinjauan Pustaka memuat dasar teori yang digunakan penulis untuk melakukan penelitian Tugas Akhir.

BAB 3 PERANCANGAN SISTEM

Uraian pada Bab Perancangan Sistem berisi tentang perancangan simulasi sistem, implementasi perancangan pada perangkat USRP, dan skenario pengukuran sistem.

BAB 4 PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

Pada Bab Pengujian dan Analisis Data, penulis mendeskripsikan dan menganalisis hasil pengujian simulasi maupun pengukuran sistem menggunakan USRP.

BAB 5 PENUTUP

Berisi kesimpulan yang diperoleh dari penelitian yang dilakukan beserta saran untuk penelitian lebih lanjut.

1.7 Relevansi

Hasil dari penelitian Tugas Akhir ini diharapkan dapat dimanfaatkan dan dikembangkan untuk penelitian lebih lanjut mengenai teknologi 5G, khususnya mengenai *Space Division Multiple Access* (SDMA).



(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 2

TINJAUAN PUSTAKA

Tinjauan pustaka yang dipergunakan penulis sebagai referensi penelitian Tugas Akhir secara umum terbagi menjadi tiga konsep utama yaitu konsep *smart antenna*, USRP, dan perangkat lunak simulasi MATLAB dan LabVIEW.

2.1. Pola Radiasi Antena

Pengetahuan mengenai parameter antena dibutuhkan untuk mendeskripsikan kinerja antena. Parameter antena yang dibahas pada penelitian tugas akhir ini meliputi pola radiasi, efisiensi antena, dan penguatan (*gain*) antena. Pola radiasi antena merupakan representasi grafis dari karakteristik radiasi antena[1]. Pada umumnya, pola radiasi suatu antena ditentukan dari karakteristik radiasi pada daerah medan jauh antena. Dalam kondisi antena sebagai penerima sinyal, antena mampu menerima sinyal dari arah tertentu tergantung pada karakteristik pola radiasinya pada arah tersebut.

2.1.1. Daerah Medan Antena

Daerah medan di sekitar antena umumnya dibagi menjadi tiga bagian: (a) daerah medan dekat-reaktif (*reactive near-field*), (b) daerah medan dekat-radiatif (*radiating near-field* / Fresnel), (c) daerah medan jauh (*Fraunhofer*)[1]. Pembagian ini digunakan untuk identifikasi struktur medan di masing-masing daerah.

Reactive near-fields region didefinisikan sebagai bagian dari daerah medan dekat yang mengelilingi antena di mana daerah tersebut secara dominan dipengaruhi oleh karakteristik reaktif antena. Pada sebagian besar antena, batas terluar dari daerah ini berada pada :

$$R < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (2.1)$$

Jarak tersebut diukur mulai dari posisi permukaan antena sumber, dimana λ merupakan panjang gelombang dan D adalah dimensi terbesar dari antena.

Radiating near-field (Fresnel) region terletak diantara daerah *reactive near-fields* dan daerah *far-fields* di mana medan radiasi dari antena mendominasi dan distribusi medan angular tergantung pada jarak dari antena. Jika antena memiliki dimensi yang tidak cukup besar jika

dibandingkan dengan panjang gelombang, daerah ini kemungkinan tidak akan muncul. Batas daerah ini terukur pada :

$$0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \leq R < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.2)$$

Kriteria ini di Analisis berdasarkan kondisi maksimum error fase pada $\pi/2$.

Far-field (Franhoufer) region merupakan daerah medan antenna di mana distribusi medan angularnya independen terhadap jarak dari sumber antenna. Jika antenna memiliki dimensi maksimum senilai D , maka batas terdekat dari daerah medan jauh berada di :

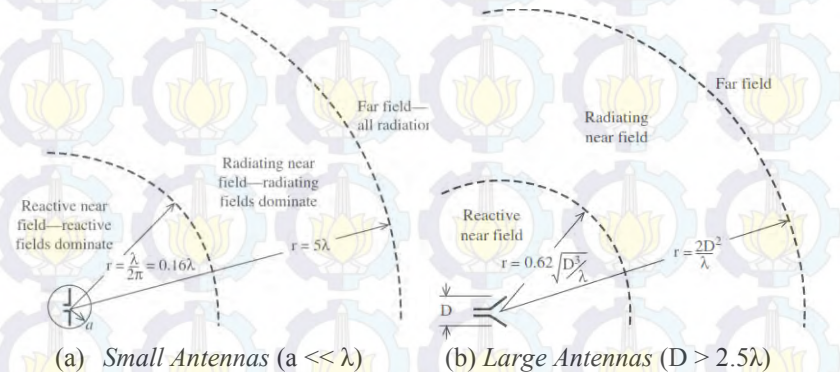
$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.3)$$

Persamaan matematis yang digunakan pada penjelasan di atas mengambil kondisi dimana dimensi antenna D bernilai lebih besar dari 2.5λ . Jika dimensi terbesar dari antenna jauh lebih kecil jika dibandingkan dengan λ , maka berlaku persamaan :

$$(Reactive\ near-field) \quad R < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (2.4)$$

$$(Radiating\ near-field) \quad \frac{\lambda}{2\pi} < R < 5\lambda \quad (2.5)$$

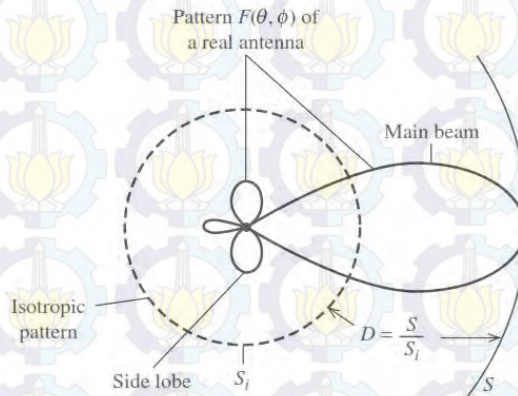
$$(Far-field) \quad R > 5\lambda \quad (2.6)$$



Gambar 2.1 Kriteria daerah medan antenna [1]

2.1.2. Definisi Pola Radiasi Antena

Pola radiasi antena diAnalisis pada koordinat bola dengan variabel pengamatan berdasarkan nilai sudut (θ dan ϕ) dan dinyatakan melalui fungsi $F(\theta, \phi)$. Radiasi diperhitungkan dengan meninjau nilai kerapatan daya (*power density*) S pada titik pengamatan tertentu sejauh r dari antena. Antena dengan arah pancaran tertentu memiliki satu *beam* utama (*main beam*) yang biasanya digunakan untuk tujuan komunikasi *point-to-point*. Bentuk *beam* suatu antena disesuaikan dengan tujuan penggunaan antena tersebut. Antena dengan pola radiasi *omnidirectional* biasa digunakan untuk keperluan *broadcasting* untuk mendukung kebutuhan daya pancar yang sama di seluruh arah pengamatan bidang horizontal dari suatu antena.



Gambar 2.2 Ilustrasi pola radiasi antena $F(\theta, \phi)$ dan direktivitas $D[1]$.

Pola radiasi antena dapat disebut sebagai pola medan (*field pattern*) jika yang digambarkan merupakan kuat medan di sekeliling antena. Sedangkan jika gambar menunjukkan variasi spasial dari *power density* pada jarak konstan maka pola radiasi dapat juga disebut sebagai karakteristik amplitudo pola daya (*power pattern*). Biasanya *field* maupun *power pattern* digambarkan setelah melalui tahap normalisasi terhadap nilai maksimumnya. Pola radiasi medan ternormalisasi dinyatakan sebagai :

$$F(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}}{E_{\theta}(\max)} \quad (2.7)$$

E merupakan medan listrik yang bekerja pada antena. $E_{\theta}(\max)$ merupakan nilai tertinggi dari *magnitude* E_{θ} .

Jika komponen fase \emptyset bernilai nol dan L merupakan dimensi antena, Analisis medan listrik di daerah medan jauh antena yang terletak pada sumbu- z memberikan hasil normalisasi persamaan (2.7) dalam bentuk :

$$F(\theta) = \sin \theta \frac{\sin[(\beta L/2) \cos \theta]}{(\beta L/2) \cos \theta} \quad (2.8)$$

Jika $g(\theta) = \sin \theta$ dan $f(\theta) = \sin[(\beta L/2) \cos \theta] / (\beta L/2) \cos \theta$ maka diperoleh penurunan persamaan (2.23) sebagai fungsi umum pola radiasi antena ternormalisasi yang dinyatakan sebagai :

$$F(\theta, \emptyset) = g(\theta, \emptyset)f(\theta, \emptyset) \quad (2.9)$$

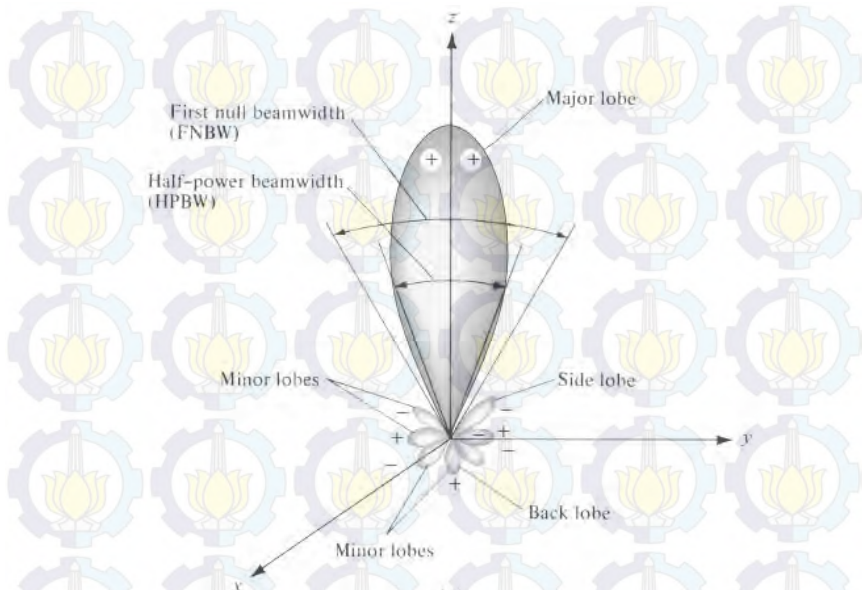
di mana $g(\theta, \emptyset)$ merupakan faktor elemen antena dan $f(\theta, \emptyset)$ merupakan faktor pola radiasi antena. Faktor pola radiasi antena berasal dari nilai integral arus di sepanjang geometri antena. Faktor elemen antena merupakan pola elemen arus yang sangat kecil dari seluruh distribusi arus. Untuk antena dengan dimensi yang panjang ($L \ll \lambda$), faktor pola radiasi antena bernilai jauh lebih tajam dibandingkan dengan faktor elemen sehingga $F(\theta) \approx f(\theta)$.

Pola radiasi seringkali dinyatakan dalam skala logaritmik (*decibels* (dB)). Penggunaan skala logaritmik dilakukan agar nilai *minor lobe* yang biasanya memiliki daya sangat rendah tetap dapat digambarkan secara proporsional pada bidang polar. Dalam skala logaritmik, $F_{(\theta, \emptyset)}$ dinyatakan sebagai :

$$|F(\theta, \emptyset)|_{dB} = 20 \log |F(\theta, \emptyset)| \quad (2.10)$$

Pola radiasi antena terdiri dari berbagai jenis *lobes*, yang dibedakan menjadi *major lobe* dan *minor lobe*. *Major lobe* atau *main beam* didefinisikan sebagai daerah radiasi dengan nilai terbesar pada satu arah tertentu. Bagian dari *major lobe* dibedakan menjadi *Half Power Beamwidth* (HPBW) dan *First Null Beamwidth* (FNBW). *Minor lobe* merupakan semua daerah radiasi antena pada arah yang tidak diinginkan. *Minor lobe* yang dimaksud merupakan kumpulan *side lobe* maupun *back lobe* yang muncul pada penggambaran pola radiasi antena. Perbedaan ke dua jenis *minor lobe* ini terletak pada posisi kemunculannya. Jenis *lobe* yang masuk pada kategori *side lobe* berada di sekitar *major lobe* dengan nilai intensitas radiasi medan yang lebih kecil daripada intensitas radiasi *major lobe*, sedangkan *back lobe* berada

di belakang arah radiasi *major lobe*. Pembagian *lobes* ditunjukkan melalui Gambar 2.3.



Gambar 2.3 Plot polar dari pola radiasi antenna [1].

Pembagian jenis pola radiasi antenna dibedakan menjadi tiga macam yaitu *isotropic*, *directional*, dan *omnidirectional*. Pola radiasi *isotropic* berbentuk bola sempurna yang berarti intensitas radiasi antenna sama di segala arah dan bersifat *lossless*. Pola radiasi ini hanya sebuah teori yang digunakan untuk Analisis karakteristik antenna lebih lanjut. Pola radiasi *directional* berarti radiasi antenna optimum pada arah tertentu. Sedangkan pola radiasi *omnidirectional* berbentuk donat sehingga intensitas radiasi antenna tidak hanya optimum pada arah tertentu melainkan ke segala arah pada bidang *azimuth*.

2.1.3. Efisiensi Radiasi Antena

Faktor efisiensi antenna merupakan perbandingan daya yang diinginkan terhadap total daya yang masuk ke antenna[1]. Efisiensi radiasi antenna dinotasikan sebagai e_r dan dinyatakan sebagai :

$$e_r = \frac{P}{P_{in}} = \frac{P}{P + P_o} \quad (2.11)$$

di mana:

P = daya yang diradiasikan

P_o = disipasi daya dalam *ohmic losses* pada antenna

P_{in} = daya yang masuk ke antenna

2.1.4. Gain

Gain atau penguatan antenna didefinisikan sebagai perbandingan antara rapat daya per satuan *unit* antenna terhadap rapat antenna referensi dalam arah dan daya yang sama. Persamaan *gain* antenna dinotasikan sebagai :

$$Gain = 4\pi \frac{\text{intensitas radiasi}}{\text{total daya di antenna}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.12)$$

Perhitungan *gain* antenna dapat dilakukan menggunakan perbandingan level daya terima terhadap daya yang dikirim dengan bantuan antenna referensi sebagai pembanding. Jika dilakukan analisis dalam skala logaritmik maka *gain* dinyatakan dalam satuan *decibel* (dB).

$$G_t = \frac{P_t}{P_r} G_r \quad (2.13)$$

$$G_t(\text{dB}) = P_t(\text{dB}) - L - P_r(\text{dB}) + G_s(\text{dB}) \quad (2.14)$$

Persamaan (2.13) menunjukkan persamaan dalam skala numerik sedangkan pada persamaan (2.14) digunakan sebagai perhitungan *gain* dalam skala *decibel*.

Pada ref-[4] disebutkan mengenai dua metode pengukuran *gain* antenna, yaitu *absolute-gain* dan *gain-transfer* (metode perbandingan). *Absolute-gain* digunakan untuk kalibrasi antenna yang selanjutnya dimanfaatkan sebagai referensi *gain*, metode ini membutuhkan informasi *no a priori* mengenai *gain* antenna. Metode *gain-transfer* harus digunakan dalam kondisi konjungsi bersamaan dengan antenna referensi untuk memperoleh nilai penguatan absolut dari *antenna under test* (AUT). Terdapat dua jenis antenna yang biasa digunakan sebagai referensi, yaitu *resonant $\lambda/2$ dipole* (dengan penguatan 2.1 dB) dan antenna *horn pyramidal* (dengan penguatan 12-25 dB). Ke dua antenna tersebut umumnya memiliki polarisasi linear dan banyak digunakan karena karakteristik pola radiasi pada arah tertentu sehingga tidak cukup terpengaruh dengan kondisi lingkungan sekitar pengukuran.

2.2. Faktor Antena

Antena faktor umum digunakan pada bidang pengukuran *electromagnetic compatibility* (EMC), namun antena faktor sendiri tidak termasuk dalam standar terminologi antena. Antena faktor mencerminkan penggunaan antena sebagai perangkat pengukuran kuat medan ataupun sebagai *probe*. Antena faktor didefinisikan sebagai perbandingan medan listrik yang diterima oleh permukaan perangkat pengukuran antena terhadap tegangan yang diterima pada terminal antena[5]. Antena faktor berkaitan dengan perbandingan nilai arus maupun medan elektromagnetik terhadap nilai tegangan pada bagian keluaran antena.

Jika ditinjau dari medan listrik antena, maka dapat diperoleh persamaan matematis :

$$A_f = \frac{E}{V_L} \quad (2.15)$$

di mana

A_f = faktor antena, m^{-1}

E = medan listrik, V/m

V_L = tegangan terminal antena, V

Penyampaian nilai antena faktor selain dalam skala numerik juga dapat dituliskan dalam skala *decibel* (dB) dan biasa digunakan untuk mendapatkan nilai kuat medan yang sampai di penerima. Persamaan dalam dB adalah :

$$E_{(dB\mu V/m)} = V_{(dB\mu V)} + AF_{(dBm^{-1})} \quad (2.16)$$

Pada pengukuran di lapangan, tegangan terminal antena biasa diketahui melalui tegangan yang terukur pada perangkat *spectrum analyzer*. Untuk dapat merubah nilai tegangan yang terukur pada *spectrum analyzer* menjadi nilai kuat medan, perlu dilakukan penambahan nilai faktor antena dalam satuan *dB* terhadap nilai tegangan yang terbaca pada *spectrum analyzer* dalam satuan $dB\mu V$ dan juga penambahan nilai *loss jumper* dalam satuan *dB*. Secara matematis, kondisi tersebut dituliskan sebagai :

$$E_{(dB\mu V/m)} = V_{SA(dB\mu V)} + AF_{(dB)} + cable\ loss_{(dB)} \quad (2.17)$$

Turunan dari persamaan antena faktor digunakan untuk menentukan hubungan fundamental dalam teori antena mengenai persamaan *aperture antenna*. Hubungan tersebut dapat dijelaskan

sebagai perbandingan daya di resistansi terminal terhadap kerapatan daya (*power density*) pada antenna tersebut didefinisikan sebagai permukaan efektif antenna (*effective aperture*)[6]. Berdasarkan ref-[6], penurunan persamaan antenna faktor dalam kaitannya dengan *aperture antenna* menghasilkan persamaan :

$$A_{f(dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{9,73}{\lambda \sqrt{G_R}} \right) \quad (2.18)$$

di mana :

λ = panjang gelombang, *m*

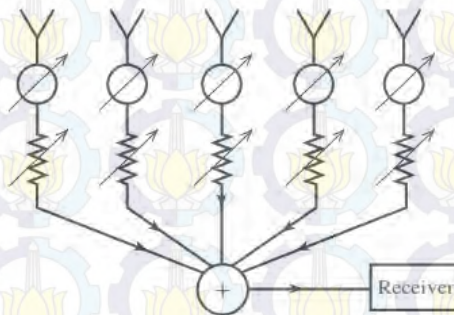
G_R = penguatan antenna penerima, *dB*

Persamaan (2.18) dapat diimplementasikan dalam kondisi:

- a) pengukuran yang dilakukan pada kondisi medan jauh (*plane wave excitation*);
- b) impedansi sistem 50 Ω ;
- c) polarisasi antenna referensi dan antenna yang diukur seragam;
- d) efek impedansi *mismatch* telah diperhitungkan.

2.3. Antena Array

Konfigurasi fundamental dari antenna array merupakan array linier yang ditunjukkan pada Gambar 2.4. Konfigurasi array pada Gambar 2.4 memiliki elemen identik dan bekerja pada sisi penerima. Karakteristik pola radiasi dari antenna array dapat digunakan untuk menjelaskan karakteristik kinerja antenna ketika digunakan di sisi pengirim maupun penerima karena adanya sifat timbal-balik (*reciprocity*) pada antenna.

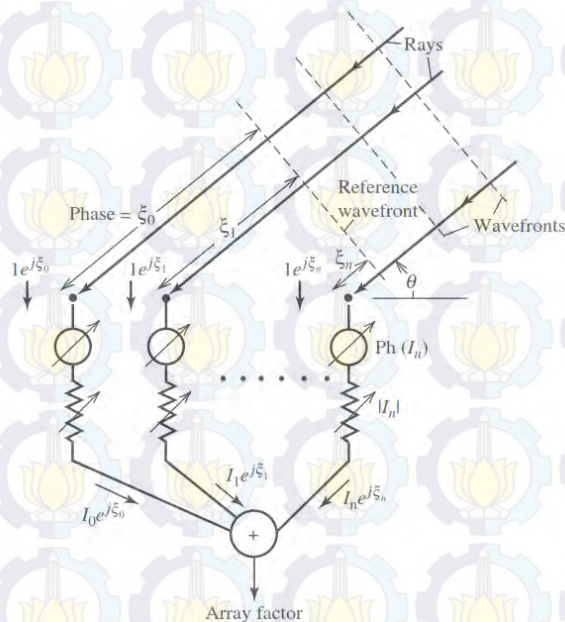


Gambar 2.4 Array linier. Simbol \odot dan zigzag mengindikasikan variabel penggeser fase dan atenuator [1].

2.3.1. Faktor Array

Dasar dari pemodelan antenna array terbagi menjadi dua bagian, pertama merupakan pola radiasi dari masing-masing elemen array, yang disebut sebagai pola radiasi elemen, dan pola radiasi dari array dimana tiap elemen merupakan antenna isotropis, yang disebut sebagai *array factor* (AF). Total pola radiasi antenna array kemudian merupakan hasil perkalian antara pola radiasi elemen antenna dan *array factor* atau faktor array.

Faktor array yang berlaku pada Gambar 2.4 diperoleh dengan mengganti setiap elemen dengan radiator isotropis, tanpa mengubah lokasi dan nilai eksitasinya seperti ditunjukkan oleh Gambar 2.5.

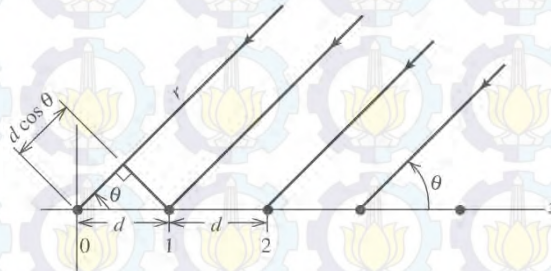


Gambar 2.5 Konfigurasi antenna array linear dengan sumber berupa titik isotropis[1].

Array menerima sejumlah gelombang datar yang datang dari arah θ dengan nilai fase seragam (ditinjau dari referensi *wavefront*). Jika referensi *wavefront* digunakan untuk referensi fase nol, maka elemen ke- n mengalami keterlambatan fase (yang dengan perkalian terhadap nilai β) sebesar ξ_n . Amplitudo eksitasi bernilai konstan karena gelombang

datar memiliki amplitudo yang seragam sehingga menghasilkan nilai eksitasi sebesar $1e^{j\xi_0}, 1e^{j\xi_1}, \dots$. Selanjutnya, faktor array untuk konfigurasi antenna linier pada Gambar 2.4 merupakan hasil penjumlahan dari respon penerima radiator isotropis $\{e^{j\xi_0}, e^{j\xi_1}, \dots\}$ dan mengalami pembobotan berdasarkan nilai amplitudo maupun pergeseran fase arus kompleks $\{I_0, I_1, \dots\}$. Secara matematis, persamaan umum dari faktor array adalah :

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + I_2 e^{j\xi_2} + \dots \quad (2.19)$$



Gambar 2.6 M-elemen linear array dengan sumber titik berupa elemen radiator isotropis[1].

Persamaan (2.19) merupakan persamaan umum faktor elemen antenna yang dapat digunakan untuk berbagai geometri antenna array. Untuk memperoleh penyederhanaan persamaan (2.19), maka dilakukan Analisis yang dimulai dengan menetapkan $\xi_0 = 0$. Kemudian jika gelombang yang datang di elemen-1 merambat sejauh $d \cos \theta$ dibandingkan dengan gelombang yang datang di elemen pertama ($n = 0$) maka elemen fase di elemen ke-dua ($n = 1$) bernilai $\xi_1 = \beta d \cos \theta$ terhadap elemen pertama. Persamaan (2.19) selanjutnya dapat dituliskan kembali dalam bentuk :

$$\begin{aligned} AF &= I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j\beta 2d \cos \theta} + \dots \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta} \end{aligned} \quad (2.20)$$

di mana $I_n = A_n e^{jn\alpha}$, maka :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad (2.21)$$

2.3.2. Uniform Linear Array N-elemen

Uniform Linear Array (ULA) merupakan jenis konfigurasi antena array dengan Analisis jarak antar elemen dan amplitudo bernilai seragam. Gambar 2.6. menunjukkan N-elemen linear array yang terdiri dari sumber titik berupa elemen radiator isotropis. Jika amplitudo sinyal di elemen (A_0) seragam, maka persamaan matematis untuk *array factor* (AF) antena ULA adalah :

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)} = A_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} \quad (2.22)$$

dimana :

$$\psi = \beta d \cos \theta + \alpha \quad (2.23)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.24)$$

Jika persamaan (2.22) dinyatakan sebagai :

$$AF = A_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = A_0 (1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (2.25)$$

kemudian lakukan perkalian terhadap $e^{j\psi}$ maka diperoleh :

$$AF = A_0 (e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{jN\psi}) \quad (2.26)$$

Substitusi persamaan (2.26) ke (2.25) diperoleh :

$$AF(1 - e^{j\psi}) = A_0(1 - e^{jN\psi}) \quad (2.27)$$

atau

$$\begin{aligned} AF &= A_0 \frac{(e^{jN\psi} - 1)}{(e^{j\psi} - 1)} = A_0 \frac{e^{jN\psi/2} e^{jN\psi/2} - e^{-jN\psi/2}}{e^{j\psi/2} e^{j\psi/2} - e^{-j\psi/2} e^{-j\psi/2}} \\ &= A_0 e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Faktor fase $e^{j(N-1)\psi/2}$ dapat diabaikan kecuali jika keluaran sinyal array selanjutnya dikombinasikan dengan sinyal dari antena lain. Jika faktor fase tersebut diabaikan, maka persamaan (2.28) dapat dituliskan kembali sebagai :

$$AF = A_0 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (2.29)$$

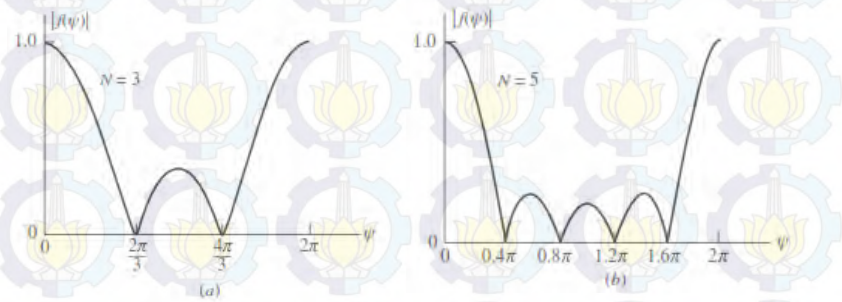
Nilai maksimum dari persamaan (2.29) diperoleh jika $\psi=0$ sehingga faktor array bernilai :

$$AF(\psi = 0) = A_0(1 + 1 + \dots + 1) = A_0N \quad (2.30)$$

Dengan menormalisasi persamaan (2.29) dan (2.30) diperoleh nilai faktor array ternormalisasi yang dinyatakan sebagai :

$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N\sin(\psi/2)} \quad (2.31)$$

Gambar 2.7 menunjukkan plot pola radiasi AF pada koordinat *cartesian* sebagai fungsi dari ψ diperoleh dari persamaan (2.31) yang diturunkan dari proses normalisasi *array factor* untuk N -elemen jika besarnya arus listrik antar elemen *uniform* (sama) dan spasi antar elemen seragam (*equally spaced linear array*). Persamaan (2.31) akan bernilai periodik di 2π .



Gambar 2.7 *Array factor* untuk (a) Tiga elemen. (b) Lima elemen[1].

Pemodelan sinyal pada antenna array selanjutnya memanfaatkan persamaan (2.21) dengan mengkondisikan sinyal yang datang pada elemen pertama ($n = 0$) sebagai referensi sinyal dan arus yang mengalir di setiap elemen array memiliki amplitudo satu, sehingga vektor array pada persamaan (2.32) dinyatakan sebagai:

$$\begin{aligned} \bar{a}(\theta) &= \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\beta d \cos \theta + \alpha)} \\ \vdots \\ e^{j(N-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)} \end{bmatrix} \\ &= [1 \quad e^{j(\beta d \cos \theta + \alpha)} \quad \dots \quad e^{j(N-1)(\beta d \cos \theta + \alpha)}]^T \quad (2.32) \end{aligned}$$

dimana $[]^T$ menyatakan operasi transpose vektor yang berada di dalam kurung siku. Vektor $\bar{a}(\theta)$ merupakan vektor *Vandermonde* karena

berbentuk $[1 \ z \ \dots \ z^{(N-1)}]$ [7] yang juga disebut *array steering vector*. Vektor array yang dimaksud di sini merepresentasikan faktor array yang selanjutnya jika dikalikan dengan faktor elemen antenna akan menyebabkan berubahnya pola radiasi antenna array. Faktor array merupakan hasil penjumlahan medan dari sumber titik isotropis yang terletak tepat di bagian tengah masing-masing elemen array dan nilainya tergantung pada besarnya arus tiap elemen (amplitudo maupun fase) dan posisi elemen arraynya. Di sisi lain, faktor elemen antenna merupakan faktor yang mempengaruhi pola radiasi antenna dan nilainya ditentukan oleh karakteristik masing-masing elemen tergantung kondisi distribusi arus dan tata letaknya. Secara matematis, diperoleh penjumlahan vektor array sebagai fungsi faktor array.

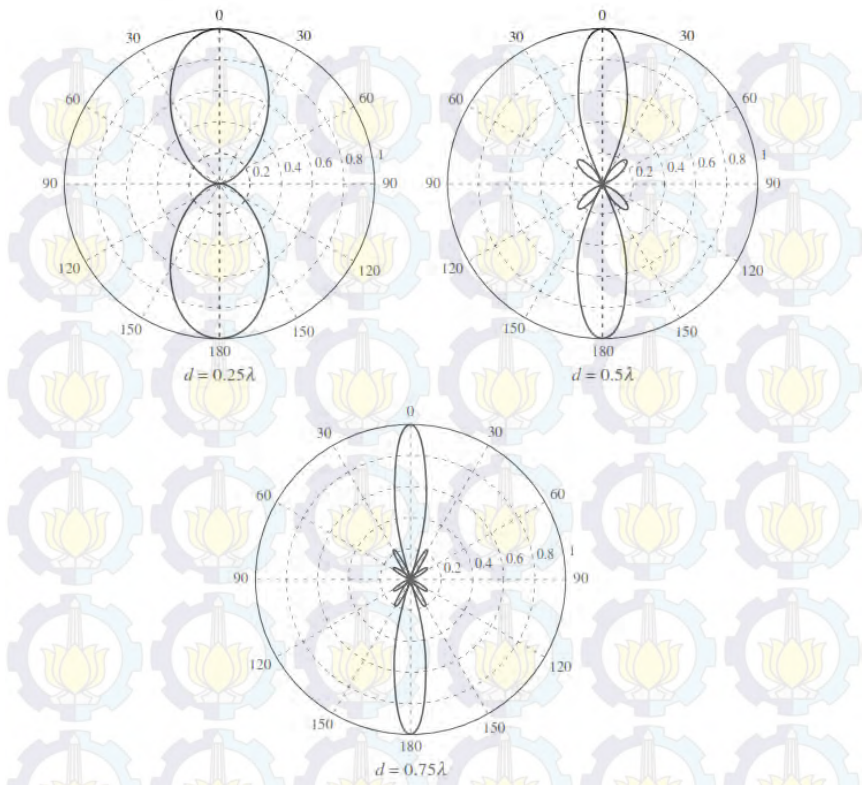
$$AF = \text{sum}(\bar{a}(\theta)) \quad (2.33)$$

Karakteristik umum dari pola radiasi antenna adalah adanya *mainlobe* dan *sidelobe*. Munculnya *sidelobe* berarti antenna array memancarkan sebagian dayanya ke arah sinyal yang tidak diinginkan. Jika telah diketahui arah transmisi sinyal yang diinginkan, suatu sistem akan lebih efektif jika pola radiasi disesuaikan dengan arah kedatangan sinyal yang diinginkan dan membentuk menekan *sidelobe* seminimal mungkin di arah sinyal yang tidak diinginkan. Menekan besarnya *sidelobe* dapat dilakukan melalui *weighting*, *shading*, ataupun *windowing* masing-masing elemen array [7].

Weighting atau pembobotan elemen array telah diaplikasikan secara luas di bidang pengolahan sinyal digital, komunikasi radio untuk astronomi, radar, sonar, ataupun beragam jenis komunikasi nirkabel. Besarnya nilai *weight* (w) untuk setiap elemen dapat disesuaikan dengan kebutuhan sistem dan dihitung dengan berbagai algoritma seperti *minimum variance*, *maximum likelihood*, ataupun *mean-square error* yang secara umum bertujuan untuk memberikan nilai *null* pada *sidelobe* yang mengarah ke sinyal yang tidak diinginkan.

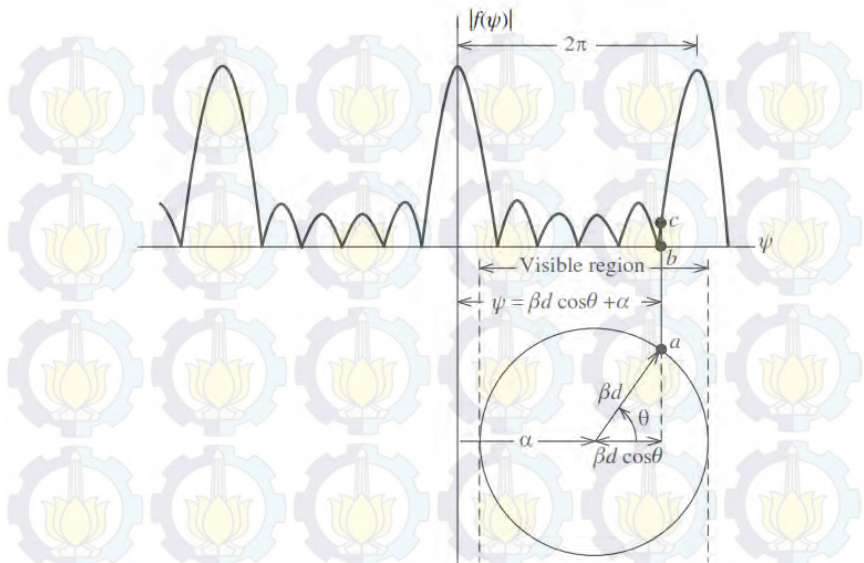
2.3.3. Broadside Linear Array

Kondisi *broadside* dalam Analisis antenna array berarti variabel pergeseran fasa α bernilai sama dengan nol. Pada kondisi ini, arus yang mengalir di seluruh elemen array memiliki pergeseran fase yang sama. Gambar 2.8 menunjukkan tiga gambar pola radiasi pada bidang polar untuk empat elemen array dengan jarak antar elemen d sebesar $0,25\lambda$, $0,5\lambda$, dan $0,75\lambda$.



Gambar 2.8 Pola radiasi *broadside* array 4-elemen dengan $\alpha = 0$ dan $d = 0,25\lambda$, $0,5\lambda$, dan $0,75\lambda$ [8].

Konfigurasi antenna array disebut sebagai *broadside array* karena pola radiasi maksimum (*main beam*) yang terbentuk dari susunan elemen-elemen antenna berada pada arah *broadside* ($\theta=90^\circ$ jika antenna array terletak pada sumbu- z) terhadap geometri antenna array. Pada berbagai perancangan antenna array, seringkali ditemukan kondisi di mana muncul *side lobe*, atau *lobe* yang tidak diinginkan, dengan intensitas medan yang sama besar dengan *main lobe* yang dikenal dengan istilah *grating lobe*. Untuk menghindari munculnya *grating lobe*, jarak antar elemen array harus kurang dari satu panjang gelombangnya ($d_{max} < \lambda$) [4].



Gambar 2.9 Estimasi antenna faktor pada fungsi linear (ψ) dan fungsi polar (θ)[1].

Faktor array yang di bahas pada sub-bab 2.3.2 di Analisis dalam bentuk konfigurasi array linear sehingga daerah pengamatan berada di sudut $0 < \theta < \pi$. Daerah pengamatan ini dikenal dengan istilah *visible region*. Jarak antar elemen array akan mempengaruhi kemunculan faktor array dalam satu periode penuh di *visible region*. Satu periode penuh dari antenna faktor direpresentasikan sebesar diameter lingkaran polar seperti ditunjukkan oleh Gambar 2.9 yang bernilai $2\beta d$ atau ekuivalen dengan 2π . Jika diinginkan faktor array yang muncul di *visible region* bernilai tepat satu periode, maka $2\pi = 2\beta d = 2(2\pi/\lambda)d$ atau $d/\lambda = \frac{1}{2}$. Sehingga faktor array muncul di *visible region* tepat satu periode ketika jarak antar elemen array senilai dengan setengah panjang gelombang yang digunakan[1]. Jika digunakan jarak antar elemen lebih dari setengah panjang gelombang, maka *grating lobe* akan muncul pada *visible region*. Jika diameter lingkaran polar bernilai $< 2\beta d$, untuk memunculkan tepat satu periode faktor array, jarak antar elemen di atur $d/\lambda < \frac{1}{2}$. Jarak $d/\lambda = \frac{1}{2}$ juga digunakan untuk menghindari terjadinya mutual coupling antar elemen array.

2.3.4. Beamwidth Antena Array

Perhitungan lebar *main beam* dari konfigurasi *uniformly excited* antena array maupun *equally space linear array* diperoleh menggunakan persamaan *beamwidth between first null* (BWFN)[1], yang pada Gambar 2.3 disebut sebagai *first null beamwidth* (FNBW).

Main beam nulls berarti kondisi di mana faktor array untuk pertama kalinya bernilai nol ketika diimplementasikan pada antena linear array. Pada kondisi *broadside* array, di mana $\alpha=0^0$ dan $\psi = \beta d \cos \theta$, maka sudut θ untuk *nulls* pertama diperoleh dari :

$$\pm \pi = \frac{N 2\pi}{2} d \cos \theta_{FN} \quad (2.34)$$

atau

$$\theta_{FN} = \cos^{-1} \left(\pm \frac{\lambda}{Nd} \right) \quad (2.35)$$

maka BWFN bernilai:

$$\begin{aligned} BWFN &= |\theta_{FN \text{ kiri}} - \theta_{FN \text{ kanan}}| \\ &= \left| \cos^{-1} \left(-\frac{\lambda}{Nd} \right) - \cos^{-1} \left(+\frac{\lambda}{Nd} \right) \right| \end{aligned} \quad (2.36)$$

Untuk geometri array yang panjang (panjang $L = Nd \gg \lambda$, maka persamaan (2.36) dapat disederhanakan menjadi :

$$\begin{aligned} BWFN &\approx \left| \frac{\pi}{2} + \frac{\lambda}{Nd} - \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\lambda}{Nd} \right) \right| \\ &= \frac{2\lambda}{Nd} \quad \text{near broadside} \end{aligned} \quad (2.37)$$

sedangkan untuk kondisi *end-fire*, BWFN :

$$BWFN \approx 2 \sqrt{\frac{2\lambda}{Nd}} \quad (2.38)$$

Half-power beamwidth (HPBW) lebih umum digunakan untuk perhitungan *beamwidth*. Baik HPBW maupun BWFN, estimasinya tergantung pada panjang array Nd dan *main beam pointing angle* θ_0 . Jika $Nd \gg \lambda$ dan konfigurasi array berupa ULA, maka nilai HPBW dapat diperoleh menggunakan persamaan :

$$HPBW \approx 0.886 \frac{\lambda}{Nd} \csc \theta_0 \quad \text{near broadside} \quad (2.39)$$

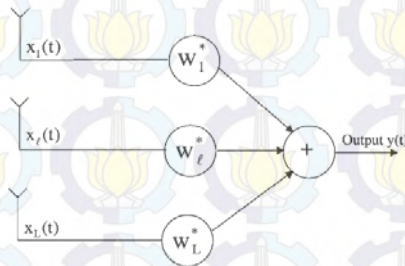
dan

$$HPBW \approx 2 \sqrt{0.886 \frac{\lambda}{Nd}} \quad \text{endfire} \quad (2.40)$$

Perhitungan sudut θ dilakukan dalam satuan derajat. Jika nilai HPBW dibandingkan dengan BWFN, maka terbukti bahwa besarnya HPBW merupakan setengah dari BWFN untuk konfigurasi array ULA.

2.3.5. Pemodelan Sinyal Antena Array

Antena array terdiri dari L elemen antena seperti ditunjukkan pada Gambar 2.10, dimana sinyal dari setiap elemen dikalikan dengan *complex weight* dan dijumlahkan untuk membentuk keluaran array.



Gambar 2.10 Antena array tradisional [8].

Berdasarkan Gambar 2.10 dapat ditulis persamaan matematis :

$$y(t) = \sum_{l=1}^L w_l^* x_l(t) \quad (2.41)$$

dimana $*$ menyatakan *complex conjugate*. *Conjugate* dari *weights complex* digunakan untuk menyederhanakan perhitungan matematis selanjutnya.

Weights dari sistem array merupakan vektor yang bernilai :

$$w = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T \quad (2.42)$$

dan sinyal yang diterima di semua elemen adalah :

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_L(t)]^T \quad (2.43)$$

sehingga keluaran sistem array menjadi :

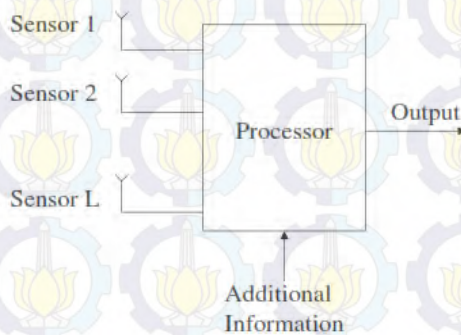
$$y(t) = w^T x(t) \quad (2.44)$$

Superscript T dan *H* melambangkan tranposisi dan *hermitian*. Operasi *hermitian* merupakan sebutan untuk operasi transposisi-*complex conjugate* dari suatu vektor ataupun matrik. Menurut ref-[8] w dan $x(t)$ merupakan vektor *weight* dan vektor *sinyal*. Perlu diperhatikan bahwa keluaran array diperoleh dengan mengalikan tiap sinyal di tiap elemen terhadap *weights* elemen bersangkutan. Pada notasi vektor, operasi perkalian ini dilakukan dengan perkalian *inner product* antara vektor *weights* dan vektor sinyal seperti ditunjukkan melalui persamaan (2.44).

2.4. Smart Antenna

Istilah *smart antenna* berlaku untuk semua sistem yang menggunakan antenna array dan pola radiasi antenna tersebut dinamis, dapat disesuaikan melalui sistem tertentu jika dibutuhkan. Termasuk di dalam sistem antenna tersebut adalah sensor array yang berkedudukan sebagai antar-muka (*interface*) blok pemrosesan sinyal dengan kanal komunikasi.

Tipe sensor dan informasi tambahan yang masuk ke blok *processor* tergantung dari aplikasi yang digunakan. Sebagai contoh, suatu sistem komunikasi menggunakan beberapa antenna sebagai sensor dan sebagian karakteristik sinyal sebagai tambahan informasi. *Processor* menggunakan informasi ini untuk membedakan sinyal yang diinginkan dengan interferensi yang tidak diinginkan. Keunggulan *smart antenna* antara lain mampu meningkatkan akurasi sistem radar, meningkatkan kapasitas pada komunikasi bergerak nirkabel, dan meningkatkan performansi sistem komunikasi nirkabel (*wireless*) melalui penggunaan bersama teknik *Space Division Multiple Access* (SDMA)[7].

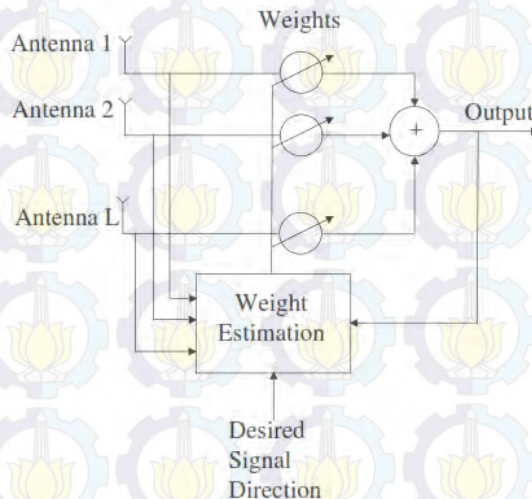


Gambar 2.11 Blok diagram sistem antenna array [8].

Konfigurasi dari suatu deretan antenna dapat diAnalisis sebagai antenna array dengan beberapa kondisi sebagai berikut [2]:

- 1) Semua sinyal datang yang diterima oleh antenna array terdiri dari sejumlah *plane waves* yang jumlahnya terbatas. *Plane waves* yang terhitung mencakup gelombang langsung maupun gelombang yang berasal dari berbagai pantulan (*multipath*);
- 2) Pengirim dan obyek yang sekiranya dapat menyebabkan pantulan diposisikan berada di daerah medan jauh antenna array;
- 3) Komponen sensor diletakkan secara berdekatan sehingga amplitudo sinyal yang diterima di setiap pasangan antenna array tidak akan berbeda secara signifikan;
- 4) Semua sensor diasumsikan memiliki pola radiasi yang sama;
- 5) Diasumsikan bahwa tidak ada mutual coupling yang terjadi antar elemen antenna array.

Blok diagram sistem komunikasi *narrowband* ditunjukkan oleh Gambar 2.12 yang terdiri dari blok *processor* penerima sinyal array, keluaran sistem, dan arah dari sinyal yang diinginkan sebagai tambahan informasi. Besarnya bobot kompleks (*complex weighth*) yang dihitung oleh blok *processor* kemudian digunakan untuk setiap kanal.



Gambar 2.12 Blok diagram sistem komunikasi menggunakan antenna array [8].

Sesuai dengan standar sistem komunikasi digital pada umumnya, diperlukan blok *analog to digital converter* (ADC) untuk digitalisasi keluaran antenna array. Proses digitalisasi ini dapat dilakukan pada sinyal *intermediate frequency* (IF) ataupun *baseband frequency*. Adanya proses digitalisasi terhadap pola radiasi (beam) antenna menjadi alasan munculnya istilah *digital beamforming* pada sistem *smart antenna*. Tanpa *digital beamformed*, konfigurasi antenna array tidak dapat disebut sebagai *smart antenna* walaupun dengan teknik *phased arrays*, *beamsteered arrays*, maupun *scanned arrays* radiasi main beam tetap dapat diatur sesuai arah yang diinginkan. Konfigurasi antenna array tradisional ditunjukkan oleh Gambar 2.10.

Pola radiasi *smart antenna* diatur melalui algoritma berdasarkan kriteria tertentu. Kriteria tersebut antara lain memaksimalkan *signal-to-interference-ratio* (SIR), meminimalkan variasi (*minimum variance*), meminimalkan *mean-square-error* (MSE), pengarahan ke arah sinyal yang diinginkan (*steering toward signal of interest*), atau *nulling* sinyal pengganggu (*interference*). Implementasi algoritma tersebut dapat dilakukan melalui perangkat analog namun umumnya lebih mudah diterapkan menggunakan pemrosesan sinyal digital.

Gambar 2.11 dan Gambar 2.12 dapat diasumsikan sebagai konfigurasi antenna di sisi penerima maupun pengirim. Penyesuaian untuk kondisi konfigurasi di sisi penerima adalah bagian *output* diganti dengan blok *input*. Menurut ref-[7] sinyal yang digunakan sebagai sumber masukan untuk sistem *smart antenna* dapat berupa sinyal acak ataupun sinyal deterministik dan besarnya derau (*noise*) diasumsikan acak dengan nilai mean nol (*zero-mean*).

2.4.1. PN-Sequence

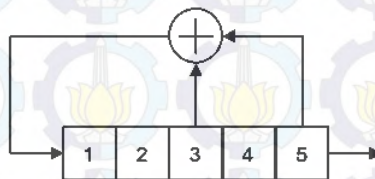
Pseudo-Noise atau dikenal juga dengan nama *Pseudorandom Binary Sequence* (PRBS) merupakan biner sequence dengan autokorelasi yang mirip dalam satu periode, dengan korelasi yang sangat rendah. Istilah *Pseudonoise* digunakan karena sifat deretan kode PN-Sequence yang menyerupai derau (*noise*). Rangkaian bit PN Sequence bersifat deterministik yang dianggap acak karena setiap bit di dalamnya bersifat independen terhadap bit lainnya. Namun demikian, PN sequence tidak benar-benar bersifat acak karena pihak penerima maupun pengirim sinyal periodik yang ditransmisikan.

PN sequence dibangkitkan dari suatu *Linier Feedback Shift Register* (LFSR) yang terdiri dari tiga bagian yaitu *m-stage register*,

modulo-2 *adder*, dan jalur umpan balik (*feedback*). *M-stage register* berkedudukan sebagai tempat penyimpanan dan melakukan pergeseran bit dengan jumlah *stage* yang sama dengan panjang bit inisialisasinya. Modulo-2 *adder* merupakan rangkaian logika *exclusive-or* (XOR). Blok diagram dari LFSR dengan 5-stage register ditunjukkan pada Gambar 2.13. Panjang code PN *Sequence* dirumuskan pada persamaan (2.45).

$$N_c = 2^n - 1 \quad (2.45)$$

n merupakan jumlah *shift register* yang digunakan. Tabel 2.1 berisi daftar feedback *m-sequence* yang dihasilkan.



Gambar 2.13 Linier Feedback Shift Register (LFSR) dengan 5-stage register [9].

Tabel 2.1 Daftar generator polinomial untuk pembangkitan *m-sequence* [9].

L	N_c	Feedback Taps for m-sequences	# m-sequences
2	3	[2,1]	2
3	7	[3,1]	2
4	15	[4,1]	2
5	31	[5,3] [5,4,3,2] [5,4,2,1]	6
6	63	[6,1] [6,5,2,1] [6,5,3,2]	6
7	127	[7,1] [7,3] [7,3,2,1] [7,4,3,2] [7,6,4,2] [7,6,3,1] [7,6,5,2] [7,6,5,4,2,1] [7,5,4,5,2,1]	18
8	255	[8,4,3,2] [8,6,5,3] [8,6,5,2] [8,5,3,1] [8,6,5,1] [8,7,6,1] [8,7,6,5,2,1] [8,6,4,3,2,1]	16
9	511	[9,4] [9,6,4,3] [9,8,5,4] [9,8,4,1] [9,5,3,2] [9,8,6,5] [9,8,7,2] [9,6,5,4,2,1] [9,7,6,4,3,1] [9,8,7,6,5,3]	48

Tabel 2.2 Fungsi *Exclusive-Or* (XOR) [9].

A	B	a+b
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

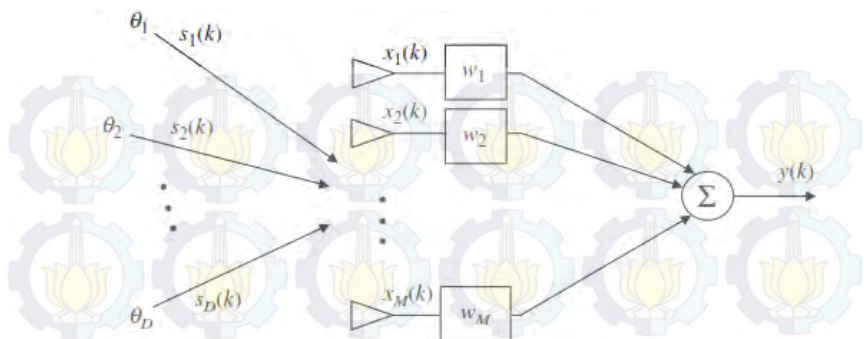
Menurut [10], pembangkitan bit PN *Sequence* harus memenuhi tiga sifat berikut ini:

1. *Balance property*. Pada setiap periode *sequence*, bit “1” paling sedikit berjumlah lebih banyak satu digit dibanding jumlah bit “0”.
2. *Run property*. *Run* didefinisikan sebagai urutan satu tipe digit biner (0 atau 1). Kemunculan digit biner yang berbeda pada PN *Sequence* menandakan dimulainya *run* baru. Panjang *run* adalah jumlah digit di dalam *run*. Antara *run* digit 1 dan 0 dalam setiap periode, diinginkan setengah *run* dari setiap tipe digit biner memiliki panjang sama dengan satu, seperempat memiliki panjang dua, seperdelapan memiliki panjang tiga, dan seterusnya.
3. *Correlation property*. Jika setiap bit dalam periode PN *Sequence* dibandingkan dengan PN *Sequence* yang telah digeser dengan cara memutar siklus urutan bit (*cyclic shift*), selisih jumlah digit yang sama dengan jumlah digit yang tidak sama tidak boleh lebih dari satu.

2.4.2. Matrix Korelasi Array

Jika notasi L yang menyatakan jumlah elemen array dinyatakan sebagai M dan D adalah banyaknya sumber sinyal yang datang, maka Gambar 2.10 dapat digambarkan kembali sebagai Gambar 2.14. Pada konsep *smart antenna*, arah kedatangan sinyal disebut dengan *direction of arrival* (DoA) atau *angle of arrival* (AoA). Sebagian besar algoritma estima DoA membutuhkan apa yang disebut dengan matrik korelasi array untuk memperhitungkan arah kedatangan sinyal. Matrik korelasi array di Analisis menggunakan pemodelan sinyal array.

Gambar 2.14 menunjukkan D sinyal yang datang dari sejumlah D arah. Sinyal-sinyal tersebut kemudian diterima oleh M elemen array dengan *weight* sejumlah M . Setiap sinyal $x_m(k)$ berisi *additive, zero mean*, derau (noise) Gaussian. Faktor sampling dalam fungsi waktu dilakukan sebanyak k -kali sampling.



Gambar 2.14 *M*-elemen array dengan sinyal terima[7].

Mengikuti kondisi tersebut, persamaan (2.44) sebagai keluaran array dinyatakan kembali sebagai :

$$y(k) = \bar{w}^T \bar{x}(k) \quad (2.46)$$

dimana

$$\begin{aligned} \bar{x}(k) &= [\bar{a}(\theta_1) \quad \bar{a}(\theta_2) \quad \dots \quad \bar{a}(\theta_D)] \cdot \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_D(k) \end{bmatrix} + \bar{n}(k) \\ &= \bar{A} \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}(k) \end{aligned} \quad (2.47)$$

dan

$$\bar{w} = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_M]^T \quad (2.48)$$

$\bar{s}(k)$ =vektor dari insiden komplek sinyal monokromatik sebanyak k ;

$\bar{n}(k)$ =vektor noise di setiap elemen array, *zero mean*, dengan variasi σ_n^2 ;

$\bar{a}(\theta_i)$ =*steering vector* pada *M*-elemen array untuk θ_i DoA ;

$\bar{A} = [\bar{a}(\theta_1) \quad \bar{a}(\theta_2) \quad \dots \quad \bar{a}(\theta_D)]$ $M \times D$ matrik *steering vector* $\bar{a}(\theta_i)$

Setiap *D*-sinyal komplek yang datang pada arah θ_i dan diterima oleh *M* antena elemen. Hal ini dapat digunakan sebagai dasar Analisis bahwa banyaknya sinyal yang dapat diterima oleh elemen array haruslah $D < M$. Kondisi ini harus dipenuhi karena sinyal yang datang bervariasi terhadap waktu dan estimasi dilakukan berdasarkan banyaknya *snapshots* (penyamplingan) terhadap sinyal yang datang.

Dapat dipastikan jika sumber sinyal bergerak, maka matrik yang berisi *steering vector* juga akan berubah dengan perubahan waktu dan sudut kedatangan terkait. Penyederhanaan notasi untuk Analisis matrik korelasi \bar{R}_{xx} pada array $M \times M$ adalah :

$$\begin{aligned}\bar{R}_{xx} &= E[\bar{x} \cdot \bar{x}^H] = E[(\bar{A}\bar{s} + \bar{n})(\bar{s}^H \bar{A}^H + \bar{n}^H)] \\ &= \bar{A}E[\bar{s} \cdot \bar{s}^H] \bar{A}^H + E[\bar{n} \cdot \bar{n}^H] \\ &= \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \bar{R}_{nn}\end{aligned}\quad (2.49)$$

dimana $\bar{R}_{ss} = D \times D$ matrik korelasi sumber

$\bar{R}_{nn} = \sigma_n^2 \bar{I} = M \times M$ matrik korelasi noise

$\bar{I} = N \times N$ matrik identitas

Matrik korelasi \bar{R}_{xx} dan matrik korelasi sumber sinyal \bar{R}_{ss} diperoleh dengan menyatakan $\bar{R}_{xx} = E[\bar{x} \cdot \bar{x}^H]$ dan $\bar{R}_{ss} = E[\bar{s} \cdot \bar{s}^H]$. Jika tidak diketahui statistik pasti dari noise dan sinyal, namun proses estimasi dapat diasumsikan *ergodic*, maka pendekatan korelasi dapat menggunakan korelasi *time-averaged*. Pada kasus ini, matrik korelasi dapat didefinisikan sebagai :

$$\begin{aligned}\hat{R}_{xx} &\approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{x}(k) \bar{x}^H(k) \\ \hat{R}_{ss} &\approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{s}(k) \bar{s}^H(k) \\ \hat{R}_{nn} &\approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \bar{n}(k) \bar{n}^H(k)\end{aligned}\quad (2.50)$$

Pada ref-[7] disebutkan bahwa matrik korelasi array juga disebut sebagai matrik *covariance*. Pernyataan ini benar jika nilai *mean* dari sinyal dan *noise* adalah nol. Pada kondisi ini, *covariance* dan matrik korelasi akan bernilai identik. *Mean* dari sinyal yang datang harus bernilai nol karena antenna tidak dapat menerima sinyal d.c. Noise yang melekat di penerima dimungkinkan untuk tidak bernilai nol tergantung pada sumber dari penerima noise.

Terdapat banyak informasi yang dapat ditemukan pada Analisis-*eigen* (*eigen value* dan *eigen vector*) terhadap matrik korelasi array. Asumsi pembentukan matrik korelasi array dapat ditentukan dengan adanya M -array elemen dengan D -*narrowband* sumber sinyal dan noise yang tidak saling berkorelasi. Pertama, \bar{R}_{xx} merupakan $M \times M$ matrik

Hermitian sehingga $\bar{R}_{xx} = \bar{R}_{xx}^H$. Matrik array korelasi memiliki M *eigenvalues* ($\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M$) dan M *eigenvectors* $\bar{E} = [\bar{e}_1 \bar{e}_2 \dots \bar{e}_M]$. Jika *eigenvalues* diurutkan dari nilai terkecil hingga terbesar, maka matrik \bar{E} dapat dibagi menjadi dua *subspace* $\bar{E} = [\bar{E}_N \bar{E}_S]$. *Subspace* pertama \bar{E}_N disebut sebagai *noise subspace* dan tersusun dari $M - D$ *eigenvectors* yang berkaitan dengan noise. Untuk noise *uncorrelated*, *eigenvalues* bernilai $\lambda_1 = \lambda_2 = \dots = \lambda_{M-D} = \sigma_n^2$. *Subspace* kedua \bar{E}_S disebut sebagai *signal subspace* dan terdiri dari D *eigenvectors* yang berkaitan dengan sinyal yang datang. *Noise subspace* merupakan matrik $M \times (M - D)$ dan matrik *signal subspace* berdimensi $M \times D$.

Tujuan dari estimasi DoA adalah untuk mendefinisikan fungsi yang mengindikasikan sudut kedatangan berdasarkan *maxima* dengan dibandingkan dengan sudut. Fungsi ini umumnya disebut dengan *pseudospectrum* $P(\theta)$ dengan satuan energi atau watt (dapat juga dinyatakan dalam *watts-squared* (watt^2)).

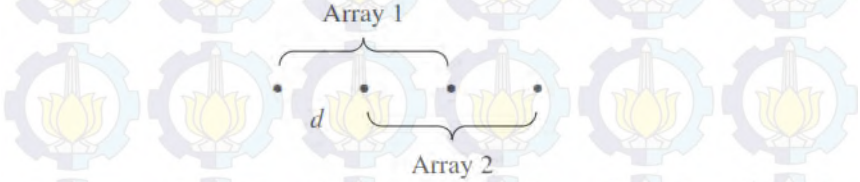
2.4.3. Algoritma ESPRIT

Estimation Of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) pertama kali diperkenalkan oleh Roy dan Kailath di tahun 1989. Berbasiskan sensor *doublets* yang berarti berpasangan, setiap pasang sensor array harus terdiri dari dua elemen yang identik, dan pengkondisian antar elemen untuk semua pasangan harus berada pada arah yang sama dengan perubahan jarak vektor Δx dengan magnitude sebesar Δ untuk setiap pasang elemen [3].

Geometri array yang memenuhi persyaratan kondisi sensor *doublets* dapat dilakukan dengan membagi ULA M -elemen array, pada jarak antar elemen sejauh d , menjadi dua pasang array yang memiliki $(M-1)$ pasang sensor. Pembagian geometri array menjadi dua subarray identik inilah yang kemudian mengawali analisis estimasi DoA menggunakan algoritma ESPRIT.

Tujuan dari teknik ESPRIT adalah melakukan *rotational invariance* terhadap *signal subspace* yang dibentuk oleh ke dua subarray dengan translasi struktur *invariance*. Analisis ESPRIT digunakan untuk sinyal *narrowband*. ESPRIT mengasumsikan terdapat $D < M$ sumber *narrowband* yang dibawa oleh frekuensi f_0 . Sumber sinyal diasumsikan berada pada jangkauan daerah *incident propagation* yang dapat dianalisis dengan pendekatan planar. Sumber dapat berupa sinyal random ataupun deterministik dan noise diasumsikan acak dengan *zero-mean*.

Geometri subarray pada ESPRIT dikondisikan mengalami proses translasi bukan rotasi seperti dicontohkan pada Gambar 2.15. Ke dua subarray mengalami *translationally displaced* dengan jarak d . Berdasarkan Gambar 2.15 ke dua subarray diberikan label *array-1* dan *array-2*.



Gambar 2.15 Komposisi *doublet* dari dua array *displaced*[7].

Sinyal terima di masing-masing array adalah :

$$\begin{aligned}\bar{x}_1(k) &= [\bar{a}_1(\theta_1) \quad \bar{a}_1(\theta_2) \dots \bar{a}_1(\theta_D)] \cdot \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \\ \vdots \\ s_D(k) \end{bmatrix} + \bar{n}_1(k) \\ &= \bar{A}_1 \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}_1(k)\end{aligned}\quad (2.51)$$

dan

$$\begin{aligned}\bar{x}_2(k) &= \bar{A}_2 \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}_2(k) \\ &= \bar{A}_1 \cdot \bar{\Phi} \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}_2(k)\end{aligned}\quad (2.52)$$

dimana $\bar{\Phi} = \text{diag} \{e^{j\beta d \cos \theta_1}, e^{j\beta d \cos \theta_2}, \dots, e^{j\beta d \cos \theta_D}\}$
 $= D \times D$ matrik diagonal *unitary* dengan pergeseran *fase* antar *doublets* untuk setiap DoA

\bar{A}_1 = matrik *Vandermonde* dari *steering vector* untuk subarray- i di mana $i=1,2$

Total sinyal yang diterima di ke-dua subarray dinyatakan sebagai :

$$\bar{x}(k) = \begin{bmatrix} \bar{x}_1(k) \\ \bar{x}_2(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_1 \\ \bar{A}_1 \cdot \bar{\Phi} \end{bmatrix} \cdot \bar{s}(k) + \begin{bmatrix} \bar{n}_1(k) \\ \bar{n}_2(k) \end{bmatrix}\quad (2.53)$$

Matrik korelasi untuk seluruh array dinotasikan menggunakan persamaan :

$$\bar{R}_{xx} = E[\bar{x} \cdot \bar{x}^H] = \bar{A} \bar{R}_{ss} \bar{A}^H + \sigma_n^2 \bar{I}\quad (2.54)$$

di mana matrik korelasi untuk masing-masing subarray adalah:

$$\bar{R}_{11} = E[\bar{x}_1 \cdot \bar{x}_1^H] = \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \sigma_n^2\bar{I} \quad (2.55)$$

$$\bar{R}_{22} = E[\bar{x}_2 \cdot \bar{x}_2^H] = \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \sigma_n^2\bar{I} \quad (2.56)$$

Masing-masing matrik korelasi adalah *full rank* dan memiliki sekelompok *eigenvector* yang berkaitan dengan keberadaan D sinyal. Pembuatan *signal subspace* untuk ke dua subarray menghasilkan matrik \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 yang jika ditinjau terhadap keseluruhan array terbentuk *signal subspace* \bar{E}_x . Adanya struktur *invariance* pada array, menyebabkan \bar{E}_x dapat di-dekomposisikan menjadi *subspace* \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 .

Baik \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 berdimensi $[M \times D]$ dengan kolom berisi D *eigenvector* yang berkaitan dengan nilai terbesar dari *eigenvalues* matrik \bar{R}_{11} dan \bar{R}_{22} . Dikarenakan hubungan translasi pada array, *subspace* dari *eigenvector* berkaitan dengan transformasi matrik *unique-non-singular* $\bar{\Psi}$ yang membentuk persamaan :

$$\bar{E}_1\bar{\Psi} = \bar{E}_2 \quad (2.57)$$

Terdapat juga transformasi matrik *unique-non-singular* \bar{T} :

$$\bar{E}_1 = \bar{A}\bar{T} \quad (2.58)$$

dan

$$\bar{E}_2 = \bar{A}\bar{\Phi}\bar{T} \quad (2.59)$$

Jika dilakukan substitusi persamaan (2.57) dan (2.58) ke dalam persamaan (2.59) dan diasumsikan \bar{A} bernilai *full rank*, maka diperoleh :

$$\bar{T}\bar{\Psi}\bar{T}^{-1} = \bar{\Phi} \quad (2.60)$$

Berdasarkan persamaan (2.60), *eigenvalues* dari $\bar{\Psi}$ senilai dengan elemen diagonal dari $\bar{\Phi}$, dan kolom dari \bar{T} merupakan nilai *eigenvector* dari $\bar{\Psi}$. Pernyataan tersebut menjelaskan inti perhitungan algoritma ESPRIT [3] yang membutuhkan estimasi $\bar{\Psi}$ dari pengukuran nilai $\bar{x}(k)$ dan $\bar{y}(k)$.

Dekomposisi nilai *eigen* (*eigendecomposition*) dari $\bar{\Psi}$ menghasilkan *eigenvalues* dan dengan memasukkannya ke persamaan $\bar{\Psi}$ maka diperoleh nilai DoA :

$$\theta_n = \cos^{-1} \left\{ \frac{\text{Arg}(\lambda_n)}{2\pi d} \right\}, n = 1, 2, \dots, N \quad (2.61)$$

λ_n merupakan *eigenvalues* dari $\bar{\Psi}$.

$\bar{\Psi}$ merupakan operator rotasi yang digunakan untuk memetakan sinyal *subspace* \bar{E}_1 ke sinyal *subspace* \bar{E}_2 . Permasalahan yang tersisa adalah tentang bagaimana perhitungan operator rotasi *subspace* $\bar{\Psi}$ dan secara konsisten menemukan *eigenvalue* dari $\bar{\Psi}$. Jika dihadapkan pada keterbatasan jumlah elemen dalam pengukuran dan diasumsikan bahwa *subspace* \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 terpengaruh oleh noise, maka $\bar{\Psi}$ dapat dihitung dengan metode *total least-squares* (TLS).

TLS ESPRIT dirumuskan oleh [3] berdasarkan formula *covariance* sebagai berikut.

- 1) Perkirakan nilai matrik korelasi array \bar{R}_{11} , \bar{R}_{22} dari data *sample*.
- 2) Dengan mengetahui matrik korelasi array untuk ke dua subarray, jumlah sumber sinyal dapat diketahui dengan memperhitungkan banyaknya nilai *eigenvalue* yang besar dari \bar{R}_{11} ataupun \bar{R}_{22} .
- 3) Hitung sinyal *subspace* \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 berdasarkan eigenvector sinyal dari \bar{R}_{11} dan \bar{R}_{22} . Untuk ULA, dapat diperkirakan nilai \bar{E}_x . \bar{E}_x adalah matrik $M \times N$ yang terdiri dari *eigenvector* sinyal. \bar{E}_1 dapat dibentuk dengan memilih deretan baris terdepan sebanyak $\frac{M}{2} + 1$ ($\frac{(M+1)}{2} + 1$ untuk jumlah array ganjil) dari matrik \bar{E}_x . \bar{E}_2 dapat dibangun dengan memilih deretan baris akhir sebanyak $\frac{M}{2} + 1$ deret terakhir ($\frac{(M+1)}{2} + 1$ untuk jumlah array ganjil) dari matrik \bar{E}_x .
- 4) Selanjutnya bentuk matrik $2N \times 2N$ menggunakan sinyal *subspace* dengan bentuk sebagai berikut.

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} \bar{E}_1^H \\ \bar{E}_2^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{E}_1 & \bar{E}_2 \end{bmatrix} = \bar{E}_C \bar{\Lambda} \bar{E}_C^H \quad (2.62)$$

dimana matrik \bar{E}_C merupakan hasil *eigenvalue decomposition* (EVD) dari \bar{C} dengan nilai $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_{2N}$ dan $\bar{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{2N}\}$

- 5) Partisi \bar{E}_C menjadi empat submatrik $N \times N$ seperti berikut.

$$\bar{E}_C = \begin{bmatrix} \bar{E}_{11} & \bar{E}_{12} \\ \bar{E}_{21} & \bar{E}_{22} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

- 6) Perkirakan nilai $\bar{\Psi}$ dengan persamaan

$$\bar{\Psi} = -\bar{E}_{12} \bar{E}_{22}^{-1} \quad (2.64)$$

- 7) Hitung nilai *eigenvalue* dari $\bar{\Psi}$, $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$
- 8) DoA dapat diperoleh dengan persamaan, $\lambda_i = |\lambda_i|e^{j\arg(\lambda_i)}$

$$\theta_n = \cos^{-1} \left\{ \frac{\arg(\lambda_i)}{\beta d} \right\}, i = 1, 2, \dots, N \quad (2.65)$$

Jika diinginkan, matrik *steering vector* dapat diestimasi dari sinyal *subspace* \bar{E}_s dan *eigenvector* dari $\bar{\Psi}$ dihitung dari \bar{E}_ψ pada persamaan $\hat{A} = \bar{E}_s \bar{E}_\psi$.

2.4.4. Algoritma CAPON MVDR ^{[5],[11]}

Estimasi DoA juga dapat dilakukan melalui teknik Capon yang memiliki kemiripan dengan algoritma beamforming *minimum variance distortionless response* (MVDR). Persamaan pembobotan untuk algoritma Capon adalah ($\bar{w} = [w_1 w_2 \dots w_M]^T$) :

$$\bar{w} = \frac{R_{xx}^{-1} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta) R_{xx}^{-1} \bar{a}(\theta)} \quad (2.66)$$

dimana \bar{R}_{xx} merupakan matrik korelasi array yang belum dipengaruhi oleh pembobotan (*weighted*). Persamaan (2.66) selanjutnya disubstitusikan pada sistem antena array yang ditunjukkan melalui Gambar 2.14, maka persamaan *pseudospectrum* dinyatakan sebagai :

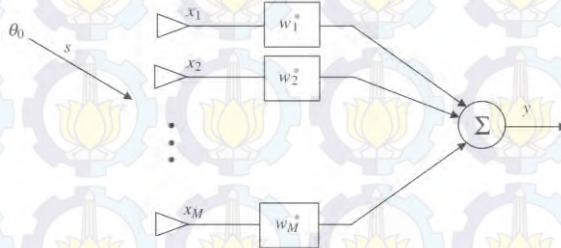
$$P_c(\theta) = \frac{1}{\bar{a}^H(\theta) R_{xx}^{-1} \bar{a}(\theta)} \quad (2.67)$$

Minimum variance menggunakan sebagian (tidak semua) derajat yang bebas untuk membentuk *beam* pada arah yang diinginkan dan pada saat bersamaan menggunakan derajat yang tersisa untuk membentuk *nulls* pada arah kedatangan sinyal pengganggu (*interfererence signal*). Teknik ini mampu mengurangi efek interferensi dengan meminimalkan daya keluaran dan mengkonsentrasikan gain ke arah yang diinginkan. Sifat estimasi *maximum likelihood* digunakan terhadap persamaan pembobotan sinyal karena perhitungan terhadap satu arah sinyal yang diinginkan dilakukan dengan mengasumsikan sinyal lain sebagai *interfererence* (pengganggu). Tujuan MVDR adalah memaksimalkan *signal-to-interfererence ratio* (SIR) ketika meloloskan sinyal yang diinginkan dalam kondisi *undistorted* baik *fase* maupun amplitudonya.

Istilah *distortionless* digunakan ketika diinginkan sinyal yang diterima berada dalam kondisi tidak terdistorsi setelah dipengaruhi oleh

array weights. Tujuan diberlakukannya algoritma adalah untuk meminimalkan variasi noise di keluaran array. Hal ini dapat dicapai dengan mengasumsikan sinyal yang diinginkan maupun tidak diinginkan memiliki nilai *zero mean*. Gambar 2.16 merupakan ilustrasi sistem yang selanjutnya digunakan untuk Analisis algoritma MVDR. Nilai pembobotan array (*weight*) diberikan oleh persamaan :

$$y = \bar{w}^H \bar{x} = \bar{w}^H \bar{a}_0 s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (2.68)$$



Gambar 2.16 Pemodelan sistem array untuk Analisis MVDR[7].

Untuk memastikan respon *distortionless*, harus dipenuhi kondisi :

$$\bar{w}^H \bar{a}_0 = 1 \quad (2.69)$$

Substitusi persamaan (2.69) ke persamaan (2.68) maka :

$$y = s + \bar{w}^H \bar{u} \quad (2.70)$$

Jika sinyal yang tidak diinginkan memiliki *zero mean*, berarti kemungkinan nilai di *output* array adalah :

$$E[y] = s \quad (2.71)$$

Variance dari y kemudian dapat dihitung dengan :

$$\sigma_{MV}^2 = E[|\bar{w}^H \bar{x}|^2] = E[|s + \bar{w}^H \bar{u}|^2] = \bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w} \quad (2.72)$$

di mana

$$\bar{R}_{uu} = \bar{R}_{ii} + \bar{R}_{nn} \quad (2.73)$$

Variance dapat diminimalisir menggunakan metode *Langrange*. Persamaan (2.69) selanjutnya dapat dimodifikasi untuk memperoleh kriteria performansi modifikasi karena sifat pembobotan array yang saling ketergantungan. Kriteria modifikasi performansi atau disebut juga

dengan *cost function* merupakan kombinasi linier dari *variance* dan menghasilkan persamaan :

$$\begin{aligned} J(\bar{w}) &= \frac{\sigma_{MV}^2}{2} + \lambda(1 - \bar{w}^H \bar{a}_0) \\ &= \frac{\bar{w}^H \bar{R}_{uu} \bar{w}}{2} + \lambda(1 - \bar{w}^H \bar{a}_0) \end{aligned} \quad (2.74)$$

di mana λ merupakan *Langrange multiplier* dan $J(\bar{w})$ adalah *cost function*. *Cost function* merupakan fungsi kuadrat dan dapat disederhanakan dengan mengatur gradien ke nilai nol, sehingga :

$$\nabla_{\bar{w}} J(\bar{w}) = \bar{R}_{uu} \bar{w}_{MV} - \lambda \bar{a}_0 = 0 \quad (2.75)$$

dengan menyelesaikan nilai *weights*, diperoleh :

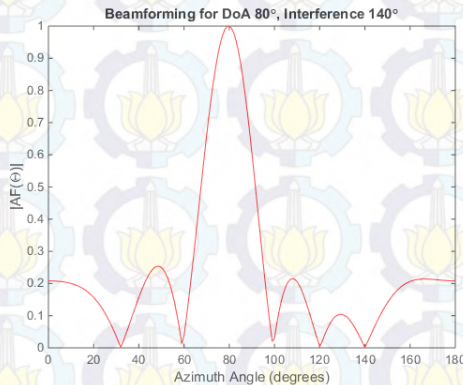
$$\bar{w}_{MV} = \lambda \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0 \quad (2.76)$$

Penyelesaian persamaan *Langrange multiplier* (λ) menghasilkan:

$$\lambda = \frac{1}{\bar{a}_0^H \bar{R}_{uu}^{-1} \bar{a}_0} \quad (2.77)$$

Sehingga persamaan *weight* MVDR dapat dirumuskan sebagai :

$$\bar{w}_{MV} = \frac{R_{uu}^{-1} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}^H(\theta) R_{uu}^{-1} \bar{a}(\theta)} \quad (2.78)$$



Gambar 2.17 Pola radiasi *minimum variance* 6-elemen array

Perlu diperhatikan bahwa solusi *minimum variance* identik dengan bentuk solusi *maximum likelihood* (ML). Satu-satunya

perbedaan yang ada adalah pendekatan ML membutuhkan kombinasi semua sinyal yang tidak diinginkan bernilai *zero mean* dan berdistribusi Gaussian. Pada pendekatan *minimum variance*, sinyal yang tidak diinginkan termasuk juga *interfererence* datang di jangkauan sudut *unwanted signal*, berlaku juga untuk noise. Sehingga, solusi *minimum variance* dapat diaplikasikan pada kondisi yang lebih umum.

2.5. Propagasi Gelombang Pada *Free Space*^[12]

Jika antenna mengirimkan sinyal pada daerah *free space* (tanpa halangan), maka antenna tersebut memiliki variabel G_T pada arah antenna penerima, kerapatan daya (*power density*), yang didefinisikan sebagai daya per unit area, pada jarak d di arah yang diinginkan dirumuskan sebagai:

$$W = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad (2.79)$$

Daya terima di antenna penerima, dengan aperture antenna penerima sebesar A adalah

$$\begin{aligned} P_R &= \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} A \\ &= \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \left(\frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} \right) \end{aligned} \quad (2.80)$$

di mana G_R merupakan penguatan di antenna penerima dan λ adalah panjang gelombang dari perhitungan frekuensi f dan kecepatan cahaya c ($c = f\lambda$).

Persamaan (2.80) selanjutnya dapat dinyatakan sebagai fungsi perbandingan daya terima terhadap daya pancar sebagai berikut.

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.81)$$

Persamaan tersebut merupakan pokok dari persamaan matematis dari *free space* atau *Friss equation* [12]. Redaman propagasi (*path loss*) umumnya di Analisis dalam bentuk logaritmik dari persamaan (2.81) yang dapat dituliskan sebagai :

$$\begin{aligned} L_F(dB) &= 10 \log_{10}(P_T/P_R) \\ &= -10 \log_{10} G_T - 10 \log_{10} G_R + 20 \log_{10} f \\ &\quad + 20 \log_{10} d + k \end{aligned} \quad (2.82)$$

di mana

$$k = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi}{3 \times 10^8} \right) = -147,56 \quad (2.83)$$

maka dengan pendekatan *path loss* L_B di antara antenna isotropis diperoleh

$$L_B(dB) = 32.44 + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} d_{km} \quad (2.84)$$

Jika antenna penerima terhubung dengan penerima yang sepadan impedansinya, maka antenna penerima akan menerima daya sebesar P_R . Daya derau (*noise*) dituliskan sebagai kTB , sehingga nilai *signal-to-noise ratio* (SNR) di masukan penerima sebesar

$$SNR_i = \frac{P_R}{kTB} = \frac{P_T G_T G_R}{kTB} \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (2.85)$$

Jika *noise figure* pada penerima sepadan adalah F , maka nilai SNR di sisi keluaran penerima adalah

$$SNR_o = \frac{SNR_i}{F} \quad (2.86)$$

pada Analisis logaritmik dapat dituliskan sebagai

$$(SNR_o)_{dB} = (SNR_i)_{dB} - F \quad (2.87)$$

Analisis terhadap variabel *noise figure* F jika pada sisi penerima terdapat susunan seri beberapa komponen dapat dijabarkan melalui contoh ilustrasi Gambar 2.18. Jika terdapat dua susunan amplifier dengan penguatan masing-masing G_1 dan G_2 , bandwidth B , suhu noise efektif T_{e1} dan T_{e2} , sinyal masukan S_{in} dan noise *input* N_{in} .



Gambar 2.18 Blok penguatan bertingkat

maka persamaan sinyal keluar dari amplifier pertama adalah:

$$\begin{aligned} S_1(dB) &= G_1 S_{in} + G_1 N_{in} + G_1 kTB \\ &= G_1 S_{in} + G_1 kT_0 B F_1 \end{aligned} \quad (2.88)$$

dan keluaran dari amplifier ke dua:

$$S_2(dB) = G_1 G_2 S_{in} + G_1 G_2 kT_0 B F_1 + G_2 kT_0 B F_2 \quad (2.89)$$

Jika F merupakan perbandingan dari SNR_i terhadap SNR_o dan dengan mensubstitusikan seluruh parameter ke dalam persamaan (2.87) diperoleh total *noise figure*

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2}{G_1} \quad (2.90)$$

Jika lebih dari dua komponen, maka berlaku:

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2}{G_1} + \frac{F_3}{G_1 G_2} + \frac{F_4}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (2.91)$$

2.6. Universal Software Radio Peripheral (USRP)

Implementasi dari blok *processor* pada Gambar 2.11 merupakan seperangkat perangkat lunak beserta perangkat keras pengolahan sinyal digital yang belakangan ini sering disebut sebagai *Software Define Radio* (SDR). Menurut J.H. Reed [13] SDR merupakan suatu kelas radio yang dapat diprogram ulang, sehingga menghasilkan perangkat komunikasi nirkabel dengan mode dan pita frekuensi yang ditentukan oleh pengaturan melalui perangkat lunak.

Salah satu perangkat SDR yang umum digunakan saat ini adalah USRP. USRP didukung oleh beberapa perangkat lunak sebagai antarmuka. Perangkat lunak tersebut antara lain adalah LabVIEW, Matlab/ Simulink, dan GNU Radio. Blok pembangun USRP terdiri atas *motherboard* dan *daughterboard*.

Motherboard USRP merupakan FPGA yang menjalankan fungsi sebagai *Digital Up Converter* (DUC) dan *Digital Down Converter* (DDC), ADC dan DAC untuk melakukan konversi sinyal analog ke digital dan sebaliknya, serta menyediakan antarmuka untuk berkomunikasi dengan *host PC*. Saat ini, *motherboard* USRP mendukung frekuensi kerja 0 Hz (DC) s/d 6 GHz. *Daughterboard* ditujukan sebagai RF *front end* yang menentukan rentang frekuensi kerja radio yang dapat digunakan. Secara umum, *daughterboard* terdiri atas *filter*, *mixer*, dan *amplifier* yang berfungsi mengolah sinyal analog.

Meskipun karakteristik dan spesifikasi dari setiap model USRP berbeda, namun semua perangkat USRP menggunakan arsitektur umum yang sama. Dalam beberapa kasus, RF *front end*, *mixer*, *filter*, *oscillator*, dan *amplifier* harus mentranslasikan sinyal dari domain RF dan baseband kompleks atau sinyal IF. Baseband sinyal IF di-*sampling* oleh ADC dan *sample* digital di-*clocked* kedalam FPGA. FPGA yang sudah dilengkapi dengan FPGA *image*, melakukan fungsi *digital down*

conversion yang sudah termasuk *fine-frequency tuning* dan beberapa *filter* untuk proses decimasi. Setelah decimasi, *raw sample* atau data lainnya dialirkan ke *host* PC melalui antarmuka *host*. Proses sebaliknya berlaku pada rantai pengiriman.

2.6.1. USRP NI-2922 dan N210

Ettus Research sebagai perusahaan produsen dari USRP mengeluarkan produk USRP seri N210 dengan spesifikasi secara lengkap ditunjukkan melalui Tabel 2.3. Telah dijelaskan pada sub-bab 2.6 bahwa pengolahan sinyal analog di dalam USRP dilakukan oleh blok *motherboard* dan *daughterboard*.

Ettus Research dalam memproduksi seri N210 hanya menyertakan *motherboard* di dalamnya. USRP seri NI-2922, di bawah bendera perusahaan National InstrumentsTM selanjutnya melakukan penjualan perangkat N210 dengan penambahan FPGA jenis SBX. Perbedaan keberadaan SBX inilah yang menjadi pembeda perangkat USRP seri NI-2922 keluaran National InstrumentsTM dan N210 keluaran Ettus Research. Blok sistem dari USRP NI-2922 selanjutnya ditunjukkan melalui Gambar 2.19.

2.6.2. Motherboard USRP N210

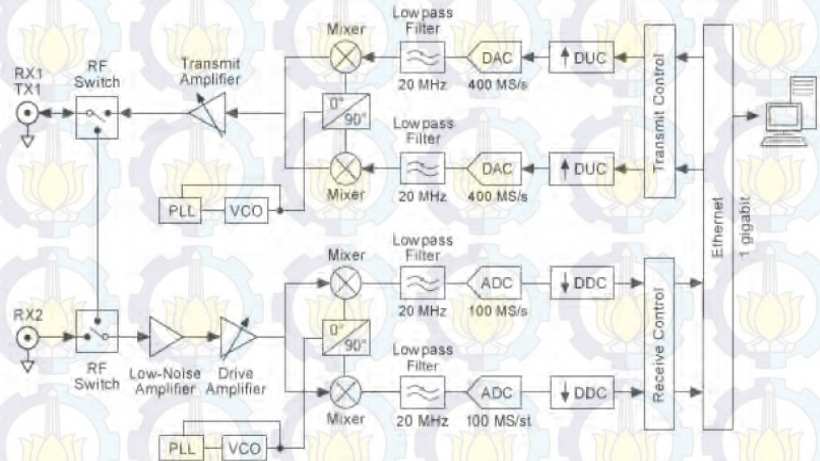
USRP seri N (*Networked*) adalah tipe USRP yang menggunakan *ethernet* untuk berkomunikasi dengan *host* PC. Pada seri N210, *interface* yang digunakan adalah Gigabit Ethernet untuk melakukan transfer data dengan *sample rate* maksimum 50 MS/s dengan kedalaman 8 bit dan 25 MS/s untuk kedalaman 16 bit. USRP N210 juga mendukung komunikasi *full duplex* dengan *host* PC. Sedangkan untuk *sample rate* ADC adalah 100 MS/s dan DAC 400 MS/s.

2.6.3. Daughterboard SBX

Daughterboard SBX mendukung cakupan frekuensi RF dari 400 MHz sampai dengan 4,4 GHz dengan *bandwidth* analog maksimum 40 MHz. SBX mendukung komunikasi *full duplex* karena dilengkapi dengan dua *local oscillator* yang saling *independent* untuk masing-masing fungsi pengirim dan penerima[14]. Sistem yang digunakan adalah *direct conversion*, artinya hanya terdapat satu kali proses *mixing* pada masing-masing arah kirim dan terima.

Pada SBX terdapat dua *port* untuk antenna, dimana fungsi pengiriman hanya dapat dilakukan pada *port* TX/RX, sedangkan penerimaan dapat dilakukan pada *port* TX/RX atau RX2. Penguatan pengiriman dan

penerimaan dapat diatur melalui perangkat lunak dengan rentang penguatan (*transmit dan receive gain*) adalah dari 0 dB sampai dengan 31,5 dB.



Gambar 2.19 Diagram blok USRP NI-2922 [15].

Tabel 2.3 Spesifikasi USRP N210[14]

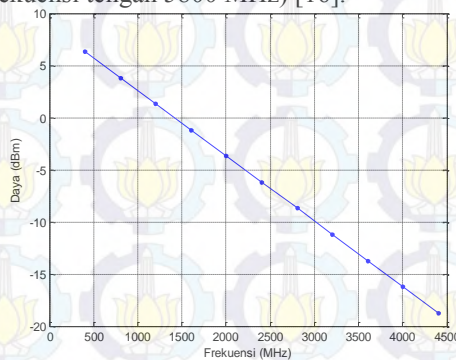
Spesifikasi	Nilai	Besaran
DAYA		
Sumber Tegangan DC	6	V
Sumber Arus	1.3	A
dengan WBX Daughterboard	2.3	A
PERFORMANSI KONVERSI DAN CLOCKS		
ADC Sample Rate	100	MS/s
ADC Resolution	14	Bits
ADC Wideband SFDR	88	dBc
DAC Sample Rate	400	MS/s
DAC Resolution	16	bits
DAC Wideband SFDR	80	dBc
Host Sample Rate (8b/16b)	50/25	MS/s
Frequency Accuracy	2.5	ppm
dengan Referensi GPSDO	0.01	ppm
PERFORMANSI RF (dengan WBX)		
SSB/LO Suppresion	35/50	dBc

Spesifikasi	Nilai	Besaran
Phase Noise (1.8 GHz)		
10 kHz	-80	dBc/Hz
100 kHz	-100	dBc/Hz
1 MHz	-137	dBc/Hz
Daya Keluar	15	dBm
IIP3	0	dBm
Receive Noise Figure	5	dB
PHYSICAL		
Suhu Operasi	0 - 55 ⁰	C
Dimensi (p x l x t)	22 x 16 x 5	cm
Berat	1.2	kg

2.6.4. Daya USRP NI2922

Perangkat USRP NI-2922 atau N210 dengan FPGA SBX memiliki daya pancar bervariasi terhadap frekuensi kerja yang digunakan. Seiring dengan tingginya frekuensi kerja maka terjadi penurunan power output seperti yang ditunjukkan pada Gambar 2.20.

Pengukuran daya pancar USRP selanjutnya dilakukan secara lebih mendetail pada frekuensi 2.4GHz, salah satu frekuensi kerja pada rentang pita frekuensi *Industrial, Science, and Medical* (ISM) yang diijinkan oleh pemerintah untuk digunakan oleh sektor Industri, Akademis, dan Kesehatan. Pita frekuensi ISM sendiri ditetapkan mulai dari 2400 MHz – 2500 MHz (frekuensi tengah 2450 MHz) dan 5725 – 5875 MHz (frekuensi tengah 5800 MHz) [16].



Gambar 2.20 Regresi linear daya pancar USRP NI2922 (Gain 0 dB) terhadap fungsi frekuensi[17].

USRP NI2922 memiliki sensitivitas -100 dBm yang diperoleh dari pengukuran daya pancar terhadap jarak pemancar-penerima. Gain internal USRP diatur 0 dB tanpa menggunakan amplifier eksternal, daya USRP NI2922 diukur di sisi penerima dari jarak minimum 1 meter sampai jarak 15 meter. Pada jarak 9 meter sampai 15 meter daya terukur konstan di -100 dBm, artinya pada titik ini perangkat tidak mampu lagi membaca daya kurang dari -100 dBm atau dapat dinyatakan bahwa USRP NI2922 memiliki sensitivitas -100 dBm [17].

2.7. Perangkat Lunak Simulasi dan Antar Muka

Perangkat lunak digunakan sebagai alat bantu simulasi maupun antarmuka (*interface*) pengguna dengan perangkat keras. Pada Tugas Akhir ini, digunakan MATLAB versi 2014 sebagai perangkat lunak untuk simulasi sistem dan NI-LabVIEW versi 2013 sebagai antar-muka pengguna dan USRP.

2.7.1. MATLAB R2014b

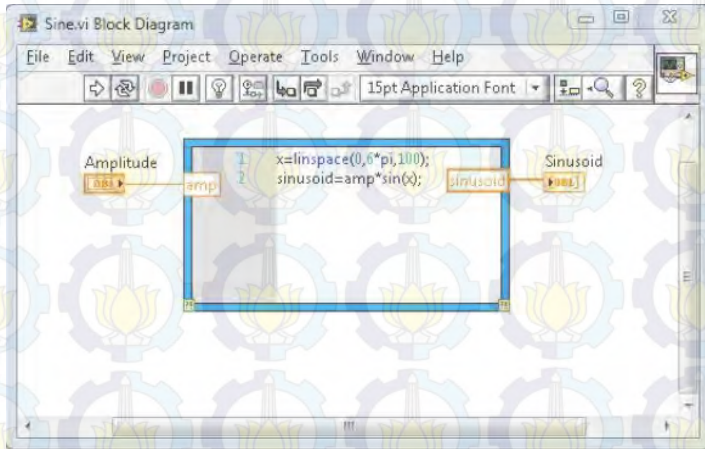
Matlab (*Matrix Laboratory*) merupakan bahasa pemrograman yang dikembangkan oleh The Mathwork Inc. Matlab merupakan bahasa pemrograman level tinggi yang dikhususkan untuk kebutuhan komputasi teknis, visualisasi dan pemrograman seperti komputasi matematik, analisis data, pengembangan algoritma, simulasi dan pemodelan dan grafik-grafik perhitungan. Matlab telah mendukung untuk diterapkan bersama USRP sebagai perangkat lunak pengolahan data melalui Simulink yang merupakan salah satu fitur pada Matlab.

2.7.2. NI-LabVIEW 2013

LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench*) adalah perangkat lunak komputer untuk pengolahan dan visualisasi data dalam bidang akuisisi data, kendali instrumentasi serta otomasi industri. Berbeda dengan Matlab yang berbasis teks, LabVIEW menggunakan grafis untuk merepresentasikan setiap fungsi pemrogramannya, yang disebut dengan *virtual instrument*.

Pemanfaatan perangkat lunak LabVIEW saat ini digunakan untuk akuisisi data dan pemrosesan sinyal, pengujian otomatis dan sistem validasi, pengajaran akademik, pengontrol suatu instrumen, *embedded monitoring* dan pengawasan sistem, dan perancangan sekaligus implementasi *prototype* sistem nirkabel [18]. Melalui perangkat lunak LabVIEW, dapat dilakukan desain sistem hingga kontrol perangkat SDR seperti USRP. LabVIEW menyediakan pemrograman USRP melalui

toolbox NI-USRP Instrument Driver. Di dalam *toolbox* ini terdapat fungsi konfigurasi dan sinkronisasi USRP, pembacaan dan penyimpanan data, dan berbagai fungsi kontrol USRP lainnya.

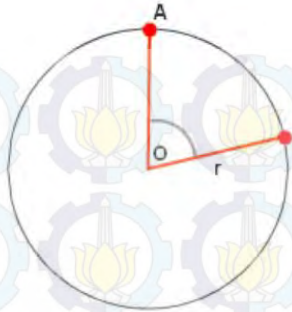


Gambar 2.21 Tampilan modul Mathscript pada jendela diagram blok LabVIEW [18].

LabVIEW juga mendukung integrasi file dengan ekstensi .m ke dalam halaman LabVIEW project melalui modul LabVIEW MathScript RT Module. Modul ini berfungsi selayaknya *native compiler* untuk file berekstensi .m agar bisa digunakan di dalam susunan pemrograman LabVIEW. Operator dapat menggunakan *script* berbasis teks maupun grafis (mode simulink pada Matlab) yang digunakan untuk membangun algoritma, pemrosesan sinyal, desain sistem kontrol, dan analisis data lain sebagainya [18].

2.8. Perhitungan Busur Lingkaran

Lingkaran merupakan salah satu jenis bangun datar dengan ukuran jarak titik pusat ke garis tepinya disebut dengan istilah jari-jari dan garis tengah lingkaran disebut dengan diameter. Jika dua jari-jari suatu lingkaran membentuk suatu sudut θ tertentu, maka sisi luar lingkaran yang dibatasi oleh ke dua jari-jari tersebut disebut dengan busur lingkaran, dengan kata lain busur merupakan garis lengkung yang menjadi bagian dari keliling lingkaran. Hubungan antara panjang busur, keliling lingkaran, dan sudut yang membatasi panjang busur dapat diilustrasikan melalui Gambar 2.22.



Gambar 2.22 Ilustrasi lingkaran dengan komponen busur AC

Pada Gambar 2.22, jari-jari suatu lingkaran dinyatakan dalam r dan r membentuk busur AC dengan sudut pusat O . Keliling lingkaran memiliki sudut pusat sebesar 360° . Hubungan antara keliling lingkaran dengan panjang busur AC dapat dinyatakan sebagai :

$$\frac{\sphericalangle AOC}{360^\circ} = \frac{\text{Panjang Busur } AC}{\text{Keliling Lingkaran}}$$

$$\text{Panjang Busur } AC = \frac{\sphericalangle AOC}{360^\circ} \times 2\pi r \quad (2.92)$$

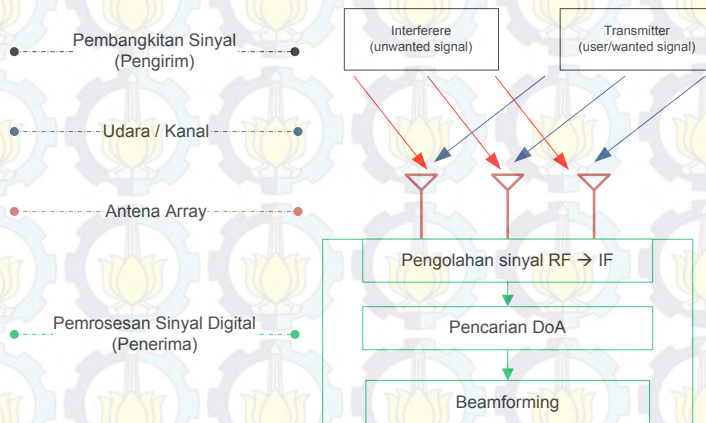
BAB 3

PERANCANGAN SISTEM

Simulasi dilakukan untuk memperoleh rancangan sistem *smart antenna* dengan akurasi semaksimal mungkin sebelum implementasi sistem pada USRP. Bab perancangan sistem berisi perancangan sistem mulai dari perancangan perangkat, *power link budget*, hingga simulasi sistem pada Matlab maupun LabVIEW

3.1 Perancangan Umum Sistem

Blok sistem *smart antenna* secara umum dirancang sesuai dengan Gambar 3.1. Pembangkitan sinyal untuk transmitter dan pemrosesan sinyal digital pada penerima dirancang pada perangkat USRP.



Gambar 3.1 Blok sistem *Smart Antenna*.

Sistem *smart antenna* dirancang bekerja pada frekuensi 2,4 GHz sesuai dengan penjelasan pada subbab 2.6.4. Jika ditetapkan penggunaan frekuensi 2.4 GHz, maka berdasarkan persamaan (3.1) diperoleh nilai panjang gelombang sebesar 0.125 cm.

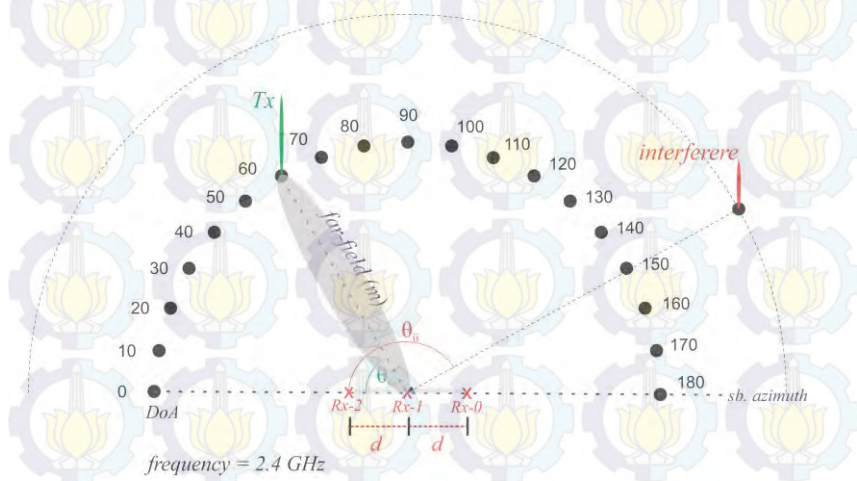
$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (3.1)$$

Pada Tugas Akhir ini, *wanted signal* didefinisikan sebagai sinyal dari pemancar dan *unwanted signal* merupakan sinyal pengganggu (*interferere*). *Smart antenna* dirancang untuk dapat mengenali arah

kedatangan *wanted signal* maupun *unwanted signal*. Jika sistem telah mengetahui DoA ke-dua sinyal tersebut, maka disimulasikan proses *beamforming* dengan skenario *main beam* diarahkan pada *wanted signal* dan dilakukan *nulling* pada arah *unwanted signal*.

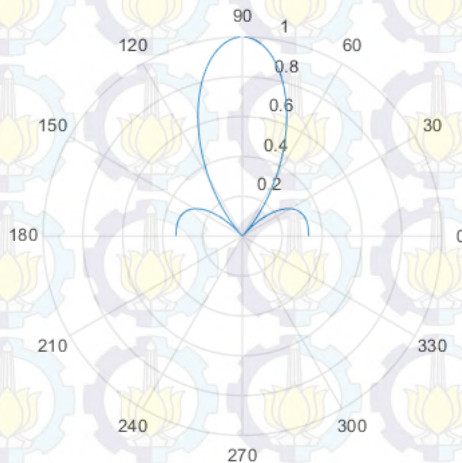
Berdasarkan skenario tersebut, maka jumlah sumber sinyal (N) ditetapkan sebanyak dua sinyal. DoA sinyal diestimasi menggunakan algoritma ESPRIT dan proses beamforming dilakukan melalui algoritma MVDR. Sesuai dengan kebutuhan algoritma ESPRIT bahwa $M > N$, di mana M merupakan jumlah elemen array di penerima, maka digunakan M sebanyak tiga elemen dengan konfigurasi array jenis ULA. Sistem dirancang dengan mengasumsikan bahwa seluruh sinyal yang diterima oleh elemen antenna array merupakan gelombang datar *narrowband* dengan sudut kedatangan sinyal pada sumbu *azimuth* diukur searah jarum jam dengan poros elemen Rx-1 dari antenna array.

Posisi pemancar bergerak pada bidang *azimuth* sehingga sistem dirancang mampu mendeteksi perubahan sudut DoA mulai dari sudut 0^0 hingga 180^0 . Walaupun posisi pemancar berubah-ubah, tidak demikian dengan posisi *interferere*. *Interferere* dirancang diam pada sudut tertentu sehingga ketika *beamforming* berlangsung, arah *main beam* dari antenna array bergeser mengikuti arah pergerakan pemancar dan *sidelobe* di arah DoA *interferere* selalu dalam kondisi *null*.



Gambar 3.2 Rancangan konfigurasi sistem *Smart Antenna*

Pada sub-bab 2.3.3 dijelaskan bahwa jika konfigurasi antena array diatur dengan jarak antar elemen array adalah sebesar $\lambda/2$ dan beda fase antar elemen bernilai nol, maka geometri antena array akan menyebabkan antena bersifat linier *broadside*. Perancangan sistem *smart antenna* ini mengikuti kondisi tersebut di mana jarak antar elemen diatur sejauh $\lambda/2$ dan sudut *broadside* terletak di sudut 90° . Gambar 3.3 diperoleh dari hasil simulasi MATLAB dengan menggunakan persamaan faktor array ternormalisasi (persamaan (2.31)).



Gambar 3.3 Plot pola radiasi rancangan antena array 3-elemen

Menggunakan persamaan (2.37) dan (2.39) diperoleh estimasi *beamwidth* secara berturut-turut sebesar $76,39^\circ$ untuk FNBW atau BWFN dan $33,8^\circ$ untuk HPBW.

3.2 Perancangan Perangkat

Perancangan perangkat meliputi deskripsi dan spesifikasi dari perangkat lunak dan perangkat keras digunakan dalam membangun sistem *smart antenna*.

3.2.1 Perangkat Lunak

Perangkat lunak yang meliputi perangkat lunak Matlab dan LabVIEW digunakan untuk pengolahan sinyal digital (*digital signal processing/DSP*), baik pengolahan sinyal ketika simulasi sistem maupun

ketika implementasi sistem pada USRP. Berikut merupakan spesifikasi selengkapnya mengenai perangkat lunak yang digunakan.

- 1) Matlab
Versi : 2014b – 64bit
Toolbox : *Signal Processing Toolbox*
DSP System Toolbox
Communications System Toolbox
- 2) National Instruments LabVIEW™ 2013
Versi : 13.0 (32-bit)
Toolbox : *NI-USRP Instrument Driver 13.0*
Signal Processing Toolbox
Modulation Toolbox

3.2.2 Perangkat Keras

Spesifikasi dari beberapa perangkat keras yang digunakan untuk membangun sistem SDR *Smart Antenna* adalah sebagai berikut.

- 1) Laptop (*host*)
Tipe : Lenovo Z40
Sistem Operasi : Windows 8.1 (64-bit)
Processor : Intel(R) Core(TM) i7-4510U
CPU @ 2.00GHz (4 CPUs)
Memory : 8192MB RAM
Jumlah : 1 buah
- 2) Perangkat *Software Define Radio* (SDR)
Tipe : NI USRP N2922
(Ettus Research N210 + SBX)
Motherboard : Ettus Research N210
Daughterboard : SBX
Jumlah : 5 buah
- 3) Perangkat *Integrated Timing Source*
Tipe : Ettus Research™ Octoclock-G
Sumber *clock* : Internal GPSDO
Output : 10 MHz *waveform* (*square wave*) dan 1 PPS *waveform* (pulsa)
Jumlah : 1 buah

4) Antena Dipole

Tipe : VERT2450 Dipole *Dual-Band*
Frekuensi kerja : 2.4 - 2.5 GHz dan 4.9 - 5.9 GHz
Gain : 3 dBi
Pola radiasi : Omnidirectional
Polarisasi : Vertikal
Impedansi : 50 Ω
Daya maksimal : 50 W
VSWR : < 2:1
Dimensi : 7.79"
Jumlah : 4 buah

5) GPS Antenna

Tipe : GPS Active Outdoor Antenna
Frekuensi kerja : 1575,42 MHz
Tegangan : 3~5 Volt
Polarisasi : Circular (RH)

6) Gigabit Ethernet Switch

Tipe : TP-Link Gigabit Desktop Switch
(TL-SG1008D)
Jumlah *Port* : 8 *port*
Jumlah : 1 buah

7) Konektor

Tipe : Konektor T SMA Male-Female-Female
Jumlah : 1 buah

8) *Jumper*

Tipe : Coaxial RG-58A/U
Konektor : SMA Male – Male
Redaman : 18,1 dB/100 ft

9) Kabel MIMO

Tipe : Ettus ResearchTM
Jumlah : 2 buah

10) Kabel Ethernet

Tipe : Gigabit Ethernet
Jumlah : 4 buah

konfigurasi sistem diilustrasikan melalui Gambar 3.4.

The diagram illustrates the hardware configuration of a system. A central Host is connected via a bidirectional arrow to a Gigabit Switch. The switch is connected to three USRP Rx units and one USRP Tx unit. An Octo Clock is connected to all four USRP units. Various cables (PPS IN, REF IN, Ethernet, MIMO) connect the Host, switch, and USRP units. Dipole and GPS antennas are also shown connected to the system.

Note :

- PPS IN Cable (Connect to PPS IN Port in USRP Rx)
- REF IN Cable (Connect to REF IN Port in USRP Rx)
- Ethernet Cable (Connect to Ethernet Port in USRP Rx, Tx and Tx Reff)
- MIMO Cable (Connect to MIMO Port)






Jumper Cable (Connect to Rx 2 Port in USRP Rx)

Dipole Antenna

GPS Antenna

Gambar 3.4 Konfigurasi perangkat keras



- | | | | |
|-----------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------|
|  | PPS IN Cable (Connect to PPS IN Port in USRP Rx) |  | Jumper Cable (Connect to Rx 2 Port in USRP Rx) |
|  | REF IN Cable (Connect to REF IN Port in USRP Rx) |  | Dipole Antenna |
| | Ethernet Cable (Connect to Ethernet Port in USRP Rx, Tx and Tx Ref) |  | GPS Antenna |
| | MIMO Cable (Connect to MIMO Port) | | |

Gambar 3.4 Konfigurasi perangkat keras

Estimasi DoA dan *beamforming* dilakukan pada kondisi sumber sinyal berada di daerah medan jauh. Tujuan dari pengkondisian ini agar sinyal datang pada elemen array dapat diAnalisis sebagai gelombang datar (*plane wave*) sehingga posisi semua elemen sensor berada pada jarak yang kurang lebih sama dengan sumber dan beda fase antar elemen array dapat diAnalisis dengan asumsi nilai nol.

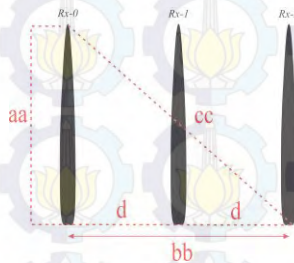
52

3.3.1 Perancangan Daerah Medan Jauh Antena

Sesuai dengan persamaan (2.1) hingga (2.3), perhitungan daerah medan jauh antena (R) dipengaruhi oleh panjang gelombang (λ) dari frekuensi kerja antena dan dimensi terbesar antena yang digunakan. Berdasarkan persamaan (3.1), diperoleh nilai λ sebesar 0,125 m. Selanjutnya untuk perhitungan daerah medan antena dilakukan terhadap antena penerima yang berupa 3-elemen ULA. Hal ini dilakukan dengan alasan dimensi terbesar dari konfigurasi antena yang digunakan pada sistem berada di sisi pengirim, yaitu jarak diagonal antara elemen array pertama dan ke tiga.

Tabel 3.1 menampilkan dimensi antena array, mulai dari dimensi terkecil hingga terbesar yang kemudian mempengaruhi perhitungan daerah medan. Jika nilai dimensi terbesar antena D sebesar 0,234m dan λ 0,125m maka digunakan persamaan (2.1) hingga (2.3) untuk menghitung daerah medan jauh dengan alasan nilai $D \gg \lambda$ yang memenuhi kriteria persamaan medan antena sesuai dengan Gambar 2.1, maka diperoleh perhitungan daerah medan dengan nilai sebagai berikut.

- | | |
|--------------------------------|-------------------------|
| 1) <i>Reactive near-field</i> | $R < 0,1543m$ |
| 2) <i>Radiating near-field</i> | $0,1543m < R < 0,8764m$ |
| 3) <i>Far-field</i> | $R > 0,8764m$ |



Gambar 3.5 Ilustrasi dimensi antena array

Tabel 3.1 Dimensi antena array

Bagian Antena	Simbol	Dimensi (m)
Dimensi antena dipole	aa	0,1978
Spasi antar elemen Rx-0 hingga Rx-1 dan Rx-1 dan Rx-2 ($d = \lambda/2$)	d	0,0625
Total jarak Rx-0 hingga Rx-3	bb	0,125
Diagonal Antena Rx-0 dan Rx-2	cc	0,234

3.3.2 Perancangan *Power Link Budget*

Power link budget dirancang berdasarkan konfigurasi perancangan sistem pada Gambar 3.4 dengan menggunakan parameter-parameter seperti ditunjukkan melalui Tabel 3.3. Besarnya daya kirim yang digunakan merujuk pada Tabel 3.2 yang berisi variasi daya keluar USRP pada kondisi *gain* yang berubah-ubah.

Tabel 3.2 Daya keluaran USRP NI-2922 pada frekuensi 2,4GHz dengan variabel *gain*[17].

Gain Tx (dB)	Pout (dBm)	
	High	Low
0	-5.29	-6.15
1	-4.62	-5.29
2	-3.49	-4.15
3	-2.7	-3.16
4	-2	-2.58
5	-0.96	-1.6
6	-0.2	-0.68
7	0.87	0.48
8	1.88	1.3
9	2.83	2.49
10	3.77	3.28
11	4.78	4.35
12	5.39	5.05
13	6.49	6.15
14	7.37	7.07
15	8.47	8.14

Gain Tx (dB)	Pout (dBm)	
	High	Low
16	9.33	9.08
17	10.46	10.12
18	11.31	11.1
19	12.44	12.23
20	13.17	12.93
21	14.33	14.06
22	15.25	14.97
23	16.41	16.13
24	17.54	17.29
25	18.42	18.24
26	19.03	18.85
27	19.73	19.58
28	20.07	19.92
29	20.5	20.37
30	20.51	20.4
31	20.53	20.44

Tabel 3.3 Parameter *Power Link Budget*

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Frekuensi kerja	f	2,4	GHz
Panjang gelombang	λ	0,125	m
Jarak link propagasi	d_{Tx-Rx}	0,8764	m
Daya pancar USRP	P_O	3,28	dBm
Sensitivitas penerima	P_{Rmin}	-100	dBm
Panjang <i>jumper</i> di pengirim	l_T	2,5	m
Panjang <i>jumper</i> di penerima	l_R	1,5	m

Parameter	Simbol	Nilai	Satuan
Penguatan USRP pengirim	G_{T-usrp}	10	dB
Penguatan USRP penerima	G_{T-usrp}	30	dB
Penguatan antenna	G_{ant}	3	dBi
Noise figure USRP	F	7	dB

Jika diAnalisis dalam logaritmik, persamaan (2.81) dapat dituliskan kembali dalam menjadi

$$P_R = P_T + G_T + G_R - 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi df}{c} \right) \quad (3.2)$$

di mana $20 \log_{10}(4\pi df/c)$ merupakan persamaan dari *loss free space* (LFS), sehingga perhitungan redaman *free space* diperoleh sebesar:

$$\begin{aligned} LFS &= 32.44 + 20 \log_{10} f_{MHz} + 20 \log_{10} d_{km} \\ &= 38,898 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.3)$$

P_T pada persamaan (3.2) merupakan daya pancar dari antenna pengirim atau biasa disebut dengan *effective radiated power* (ERP). ERP sendiri didefinisikan sebagai hasil kali dari daya yang diberikan ke antenna dengan penguatan (*gain*) relatif terhadap antenna dipole setengah gelombang.

Pada penelitian Tugas Akhir ini, persamaan matematis dari ERP dinyatakan sebagai :

$$\begin{aligned} ERP &= P_o - \text{Loss jumper} \\ &= 3,28 - \left(18,1 \times \frac{2,5/0,3048}{100} \right) \\ &= 1,795 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (3.4)$$

P_o merupakan daya yang dipancarkan antenna ketika terhubung langsung dengan USRP tanpa kabel *jumper*, sehingga daya pancar senilai 3,28dBm tersebut telah dipengaruhi oleh penguatan USRP pengirim sebesar 10 dB dan juga penguatan antenna sebesar 3 dBi. Penguatan antenna 3dBi berarti antenna yang digunakan memiliki penguatan 3dBi terhadap antenna isotropis. Jika akan digunakan untuk perhitungan *link budget*, maka penguatan antenna yang sebenarnya adalah 0.9 dBd atau biasa ditulis dengan satuan dB. Satuan dBd menyatakan penguatan antenna dengan perbandingan penguatan antenna *dipole* setengah-panjang gelombang sebesar 2.1 dB[4].

Daya terima di *port* masukan USRP adalah :

$$\begin{aligned}
 P_R &= ERP - LFS + G_{ant} - Loss_{jumper} + M \\
 &= 1,795 - 38,898 + 0.9 - \left(18,1 \times \frac{1,5/0,3048}{100}\right) - 10 \\
 &= -47,094 \text{ dBm}
 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Sesuai dengan sub-bab 2.6.4 yang menyatakan bahwa sensitivitas USRP berada pada level -100 dBm dengan jarak 9m, maka hasil perancangan *power link budget* dengan menggunakan P_o sebesar 3,98dBm dan penguatan USRP pengirim 10 dB masih memenuhi level daya terima terendah di USRP penerima.

Perhitungan *link budget* selanjutnya meninjau estimasi nilai *signal to noise ratio* (SNR) di sisi penerima. Blok penerima pada sistem *smart antenna* terdiri dari tiga buah USRP beserta kelengkapannya yang terdiri dari antena dan kabel *jumper*. Masing-masing USRP menerima sinyal dari satu antena sehingga Analisis daya terima beserta SNR di sisi penerima hanya dilakukan terhadap salah satu USRP-penerima dengan asumsi bahwa dua USRP yang lain berada dalam kondisi yang kurang lebih sama dengan USRP yang di Analisis.

Pada mode penerima, USRP memiliki penguatan hingga 31,5 dB yang pada perancangan sistem ini digunakan penguatan 30 dB. Gambar 2.18 selanjutnya dapat disesuaikan dengan perancangan sistem *smart antenna* sehingga diperoleh blok penguatan di USRP penerima seperti ditunjukkan oleh Gambar 3.6. Gambar 3.6 dan persamaan (2.85) hingga (2.87) digunakan untuk membantu analisis SNR di sisi masukan maupun keluaran dari USRP penerima. Hasil estimasi nilai SNR pada sisi USRP penerima ditampilkan melalui Tabel 3.4.

Tabel 3.4 Estimasi *Link Budget* untuk nilai SNR di penerima

Perangkat	Parameter	Numerik	Satuan	dB	Satuan
Antena	N	1.66E-13	-	-127.81	dB
	k	1.38E-23	W/ ⁰ K.Hz	-228.60	dBW/ ⁰ K.Hz
	T	300	⁰ K	24.77	-
	B	40.000.000	Hz	76.02	-
	Pr	1.95E-05	Watt	-47.09	dBm
	<i>Loss jumper</i>	-	-	0.89	dB
	SNRi	9.62E+04	-	49.83	dB
USRP	Si	1.95E-08	Watt	-77.09	dBW
	G ₁	1000.00	-	30.00	dB
	F ₁	5.01	-	7.00	dB
	SNRo	1.92E+04	-	42.83	dB

Besarnya *bandwidth* yang digunakan dalam perhitungan SNR didasarkan pada *bandwidth* yang mampu disediakan oleh USRP yaitu 40 MHz. Jika batas SNR terendah di mana algoritma masih mampu memperhitungkan arah kedatangan sinyal berada di level -7 dB (lihat sub-bab 4.2.1), maka SNR hasil estimasi *link budget* memenuhi kebutuhan SNR di penerima.

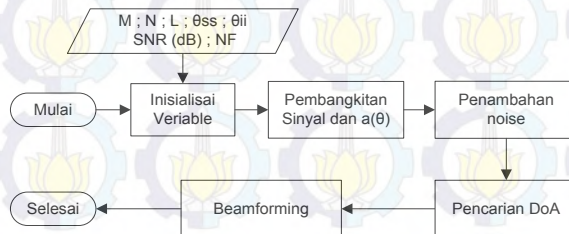


Gambar 3.6 Penguatan pada USRP penerima

3.4 Perancangan Simulasi Sistem

Sesuai dengan metodologi penelitian, simulasi dilakukan terlebih dahulu sebelum proses implementasi. Simulasi sistem memanfaatkan perangkat lunak MATLAB dan LabVIEW yang dilakukan dengan tujuan memastikan kinerja algoritma DoA maupun *beamforming* sesuai dengan tinjauan pustaka sebelum diimplementasikan pada perangkat USRP. Parameter simulasi sistem *smart antenna* adalah sebagai berikut:

- 1) M : 3 elemen
- 2) N : 2 sinyal
- 3) L : 1000 *sample*
- 4) SNR : 20 dB ($\sigma_0^2 = 0.01$)
- 5) θ_{ss} : posisi pemancar bergerak antara 0^0 hingga 180^0
- 6) θ_{ii} : posisi *interferere* statis di antara 0^0 hingga 180^0



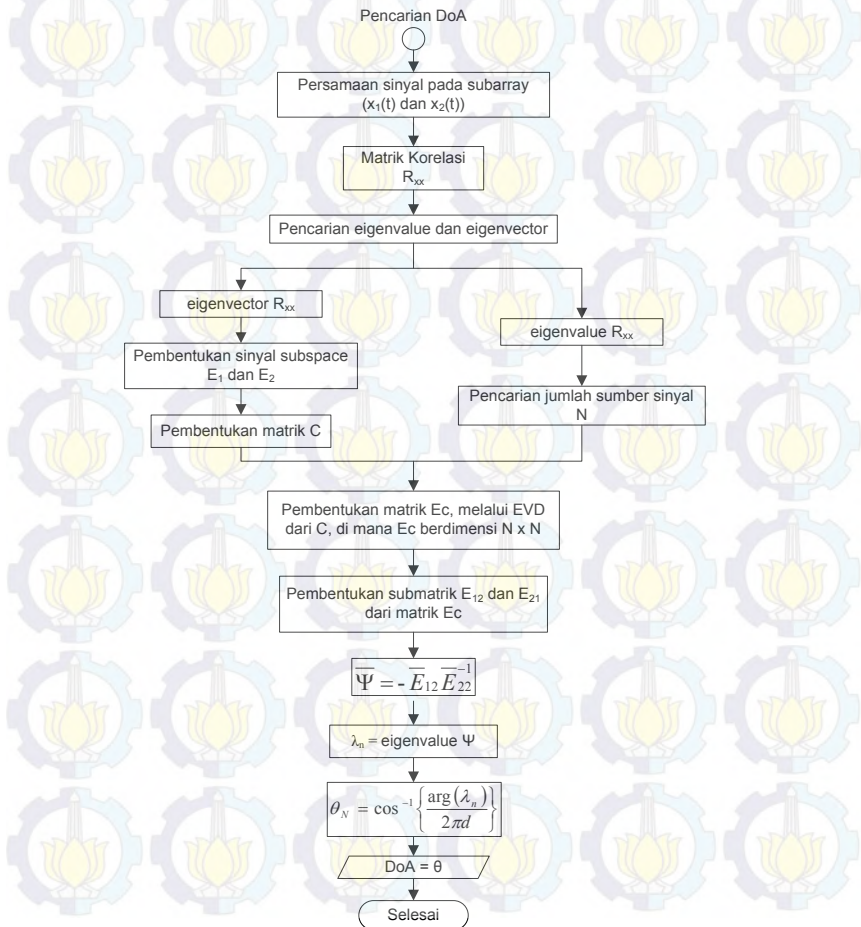
Keterangan :

M	= Jumlah elemen penerima	NF	= Noise Figure perangkat
N	= Jumlah sumber sinyal	θ_{ss}	= Sudut sinyal yang diinginkan
L	= Jumlah sample	θ_{ii}	= Sudut sinyal yang tidak diinginkan (<i>interferere</i>)
SNR	= <i>Signal to Noise Ratio</i>	$a(\theta)$	= <i>Steering vector</i>

Gambar 3.7 Flowchart perancangan simulasi sistem

3.4.1 Simulasi Matlab2014b

Tahapan pencarian DoA menggunakan algoritma TLS-ESPRIT dijelaskan melalui Gambar 3.8 dan proses *beamforming* menggunakan algoritma MVDR dijelaskan melalui Gambar 3.11. Algoritma TLS-ESPRIT sendiri merupakan algoritma yang sama dengan ESPRIT, namun dalam memperoleh nilai matrik sinyal *sub-space* algoritma TLS-ESPRIT menyelesaikannya dengan metode *total least-square*.



Gambar 3.8 Flowchart algoritma TLS-ESPRIT

Simulasi pembangkitan sinyal dimulai dengan analogi sinyal berada di sisi pengirim. Sinyal dibangkitkan dalam bentuk *PN-sequence* dan selanjutnya diberikan nilai fasa acak $Ae^{j\phi}$ yang terdistribusi *random uniform* dengan rentang $-\pi < \phi < \pi$ (π dalam satuan radian), A merupakan amplitudo sinyal. Istilah *random* digunakan karena fase yang dibangkitkan di sepanjang rentang ϕ merupakan bilangan acak tanpa ada pola tertentu, dan istilah *uniform* berarti besarnya komponen amplitudo bernilai satu.

Pada perancangan sistem, digunakan *PN-sequence* orde tujuh sehingga panjang bit sinyal dalam satu periode pengiriman sebesar 127 bit. Untuk komponen fase, fase sinyal yang dibangkitkan merupakan matrik $N \times L$, yang berarti matrik berdimensi N -baris dan L -kolom. Deretan sinyal PN kemudian dikalikan dengan fase kompleks untuk membentuk matrik sinyal siap kirim. Pada simulasi digunakan dua buah sumber sinyal dan seribu *sampling*, sehingga matrik sinyal yang akan diterima antenna berdimensi $[2 \times 1000]$, jika sinyal datang dinotasikan sebagai s , maka pada simulasi ini $s = [2 \times 1000]$.

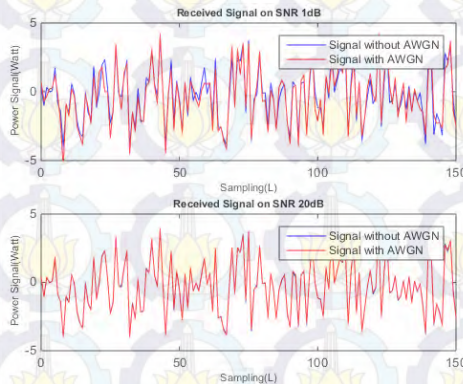
Selanjutnya untuk dapat dilakukan Analisis DoA, sinyal kompleks yang dibangkitkan haruslah mengandung informasi sudut sebagai representasi arah kedatangan sinyal. Memberikan informasi sudut ke dalam sinyal yang diterima oleh setiap elemen array adalah fungsi dari *steering vector*. Semua sinyal yang diterima oleh masing-masing elemen antenna array memiliki *steering vector* dimana dimensi kolom bergantung pada jumlah sumber sinyal dan barisnya bergantung pada jumlah elemen penerima. Pembangkitan *steering vector* memanfaatkan persamaan (2.32) di mana fase α bernilai nol. Fase α bernilai nol akibat sistem dirancang pada kondisi medan jauh. Berdasarkan kondisi tersebut, persamaan *steering vector* pada persamaan (2.32) berubah menjadi:

$$\bar{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(\beta d \cos \theta)} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)(\beta d \cos \theta)} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

dengan mengatur jarak antar elemen d sebesar $\lambda/2$ dan nilai $\beta = 2\pi/\lambda$, maka persamaan (3.6) dapat diturunkan menjadi :

$$\bar{a}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j(2 \cos \theta)} \\ \vdots \\ e^{j(M-1)(2 \cos \theta)} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Jumlah elemen array sebanyak tiga elemen dan sinyal datang berasal dari dua sumber sinyal, maka *steering vector* dibangkitkan dan disimpan pada matrik $[3 \times 2]$ dan dinotasikan sebagai A . Sinyal yang datang dikalikan dengan *steering vector* sehingga dimensi sinyal datang berubah menjadi $s = [3 \times 1000]$. Asumsi sinyal sampai di penerima dilakukan dengan penambahan noise *additive white gaussian* (awgn) terhadap matrik sinyal kirim yang telah dikalikan dengan *steering vector*. Gambar 3.9 menunjukkan kondisi sinyal di penerima pada variasi nilai SNR 1 dB dan 20 dB setelah dipengaruhi oleh faktor noise awgn. Pada perancangan simulasi sistem, dilakukan penambahan noise awgn dengan mengatur kondisi SNR simulasi sebesar 20 dB. Besarnya nilai SNR dipilih berdasarkan Analisis performansi algoritma ESPRIT-MVDR pada berbagai kondisi SNR yang dijelaskan lebih lanjut pada sub-bab 4.2.1.



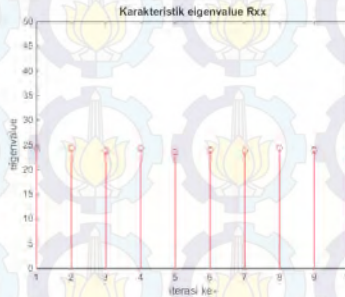
Gambar 3.9 Plot sinyal terima pada simulasi Matlab

Persamaan akhir sinyal ketika sampai di penerima disesuaikan dengan persamaan (2.47) hingga terbentuk persamaan sinyal $x(L)$, L merupakan jumlah *sampling*. Setelah persamaan sinyal x terbentuk, maka simulasi sistem mulai masuk ke algoritma ESPRIT. Langkah perancangan simulasi algoritma ESPRIT pada Matlab mengikuti flowchart pada Gambar 3.8.

Persamaan sinyal pada sub-array memanfaatkan sinyal datang $x(L)$ dengan pembagian sinyal pada setiap sub-array sesuai dengan persamaan (2.51) dan (2.52). Penggunaan sub-array pada algoritma ESPRIT menyebabkan dimensi sinyal datang yang awalnya sebesar $[3 \times 1000]$ berubah menjadi $[4 \times 1000]$ dengan jumlah masing-masing

sub-array adalah 2 elemen. Matrik korelasi dibentuk mengikuti persamaan (2.50).

Sesuai dengan referensi [2], pencarian jumlah sumber sinyal \hat{N} dilakukan dengan memberikan nilai K yang merupakan batas nilai *eigenvalue* terbesar dari matrik korelasi seluruh elemen array. Berdasarkan sepuluh kali pengamatan terhadap nilai *eigenvalue* dari matrik korelasi \hat{R}_{xx} , *eigenvalue* terbesar bernilai tidak kurang dari 25, sehingga ditentukan nilai K sebesar 20.



Gambar 3.10 Karakteristik *eigenvalue* hasil dari estimasi matrik korelasi seluruh elemen array.

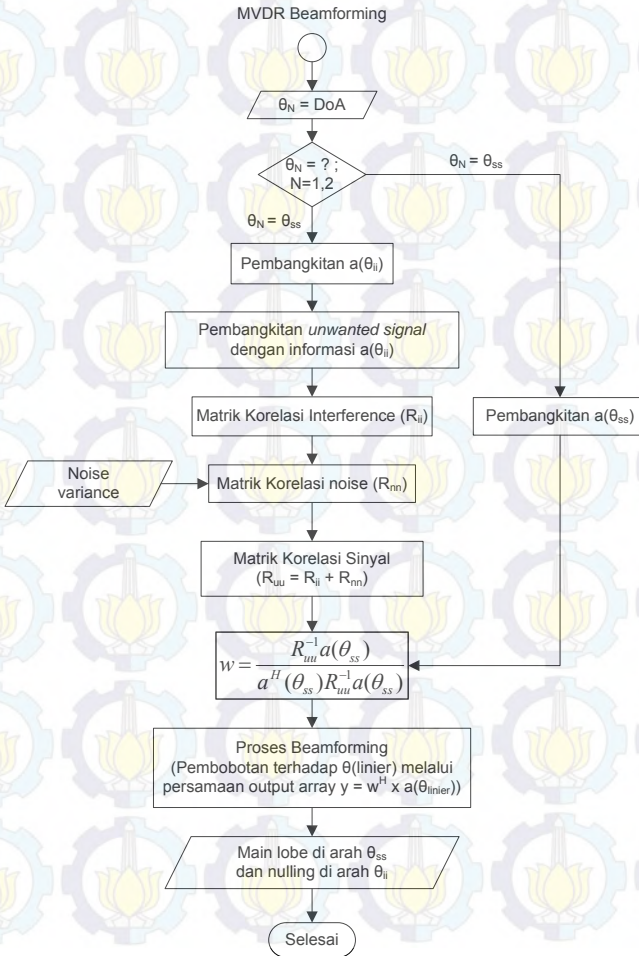
Nilai eigenvector dari matrik korelasi \hat{R}_{xx} diperlukan untuk membentuk sinyal *subspace* \bar{E}_1 dan \bar{E}_2 . Tahap pembentukan matrik \bar{C} hingga pencarian DoA $\hat{\theta}_N$, yang dalam perancangan sistem ini $N = 1;2$, dilakukan sesuai dengan persamaan (2.62) hingga persamaan (2.65).

DoA hasil estimasi algoritma ESPRIT digunakan sebagai referensi algoritma MVDR untuk proses beamforming. Algoritma MVDR memiliki kemampuan untuk mengarahkan mainlobe ke arah DoA *wanted signal*, yang pada perancangan sistem ini dinotasikan sebagai θ_{ss} , dan memberikan kondisi *null* ke arah *unwanted signal* θ_{ii} .

Posisi *interferere* harus didefinisikan karena MVDR termasuk dalam algoritma *fixed beamforming*, algoritma beamforming yang hanya digunakan untuk arah sudut kedatangan yang tetap. Keterbatasan kemampuan MVDR inilah yang menjadi alasan digunakannya algoritma ESPRIT terlebih dahulu untuk mendapatkan DoA sinyal. DoA sejumlah \hat{N} dimasukkan ke dalam *conditional* blok untuk mengestimasi DoA *wanted* $\hat{\theta}_{ss}$ dan DoA *interferere* $\hat{\theta}_{ii}$. Persamaan (2.47) kembali dipergunakan dengan parameter *steering vector* menggunakan informasi $\hat{\theta}_{ii}$ untuk membentuk persamaan sinyal *interferer* dan selanjutnya

dilakukan estimasi matrik korelasi dari sinyal *interferer* menggunakan persamaan (3.8).

$$\bar{R}_{ii} \approx \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \bar{x}_{int}(l) \bar{x}_{int}^H(l) \quad (3.8)$$

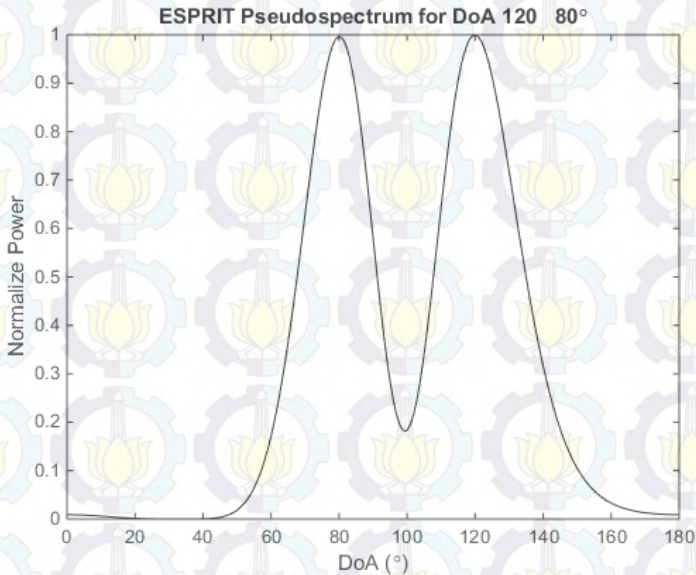


Gambar 3.11 Flowchart Algoritma MVDR

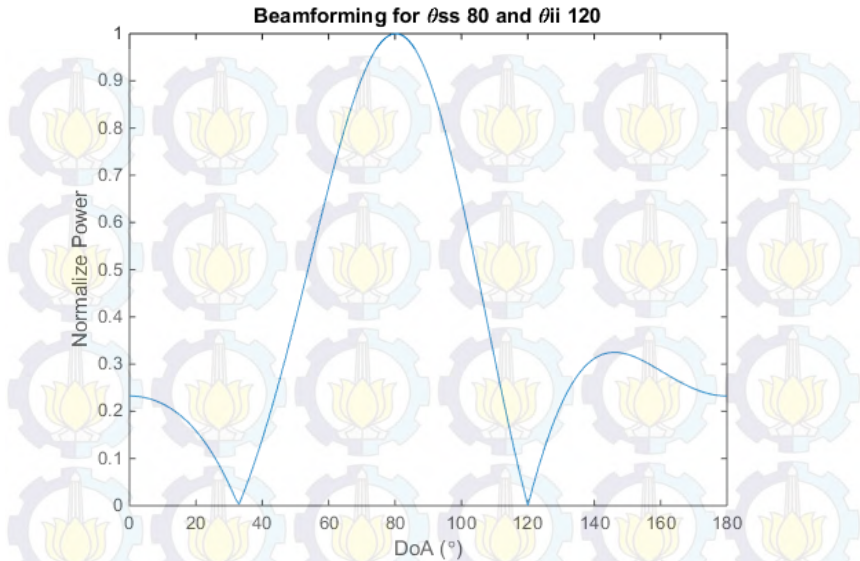
Sesuai dengan persamaan (2.73) bahwa matrik korelasi sinyal total \bar{R}_{uu} merupakan penjumlahan dari matrik korelasi *interferer* \bar{R}_{ii} dan matrik korelasi noise \bar{R}_{nn} , maka \bar{R}_{nn} dibangkitkan dengan persamaan

$$\bar{R}_{nn} = \text{diag}\{\sigma_0^2\} \quad (3.9)$$

Selanjutnya untuk pembobotan \bar{w}_{MV} pada masing-masing elemen array dilakukan sesuai dengan persamaan (2.78). Plot pola radiasi sebagai hasil beamforming dari algoritma MVDR dilakukan dengan mengalikan nilai \bar{w}_{MV} terhadap *steering vector* linear di seluruh sudut 0^0 hingga 180^0 . *Script* Matlab selengkapnya untuk simulasi sistem *smart antenna* terlampir pada lampiran B. Contoh keluaran simulasi sistem *smart antenna* yang menampilkan plot *pseudospectrum* dari ESPRIT yang menunjukkan DoA hasil estimasi beserta plot pola radiasi antenna array setelah dilakukan proses *beamforming* oleh algoritma MVDR ditunjukkan melalui Gambar 3.12 dan Gambar 3.13.



Gambar 3.12 ESPRIT Pseudospectrum untuk DoA 80^0 dan 120^0 .



Gambar 3.13 Hasil beamforming untuk DoA *wanted signal* 80° dan DoA *interferere* 120° pada konfigurasi 3-elemen array.

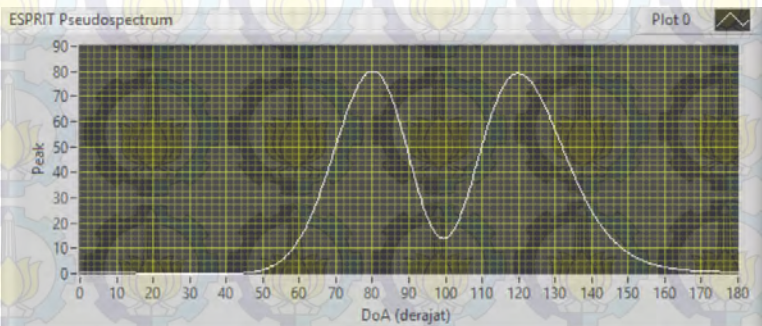
3.4.2 Simulasi LabVIEW 2013

Telah dijelaskan pada sub-bab 2.7.2 bahwa perangkat lunak LabVIEW mendukung penggunaan pengolahan data menggunakan *script* Matlab melalui LabVIEW Mathscript RT Module. Pada dasarnya, LabVIEW dan Matlab dikembangkan dengan dasar bahasa pemrograman yang sama yaitu bahasa C++. Walaupun demikian, tidak dapat diyakini bahwa seluruh *syntax* atau fungsi-fungsi yang terdapat pada *library* Matlab juga akan terdapat pada *library* LabVIEW. Simulasi sistem *smart antenna* pada LabVIEW dilakukan dengan tujuan untuk menguji kompatibilitas bahasa pemrograman dari *script* Matlab ketika diterapkan pada perangkat lunak LabVIEW melalui LabVIEW Mathscript RT Module. Dengan melakukan simulasi pada LabVIEW sebelum implementasi ke USRP diharapkan probabilitas sistem *error* akibat tidak sesuainya *script* Matlab dengan bahasa pemrograman pada LabVIEW dapat dihindari.

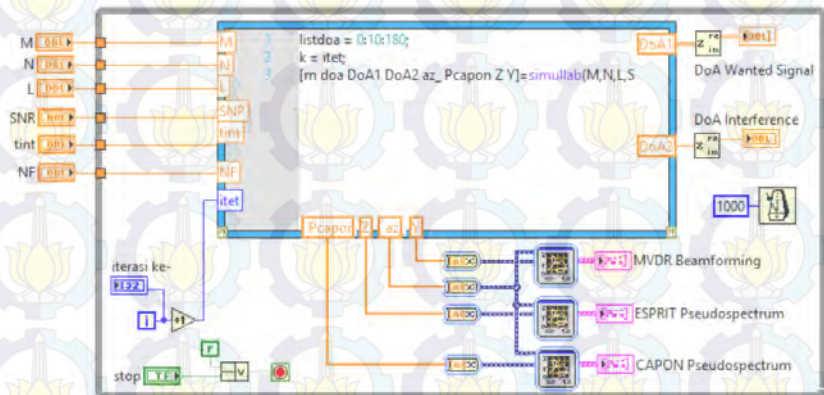
Dari segi algoritma pencarian DoA dan beamforming, tidak ada perbedaan parameter dalam menerapkan simulasi sistem *smart antenna*

pada Matlab dan LabVIEW, sehingga penulis cukup mengganti beberapa *script* untuk menyesuaikan dengan bahasa pemrograman LabVIEW. Perbedaan *script* tersebut terdapat pada :

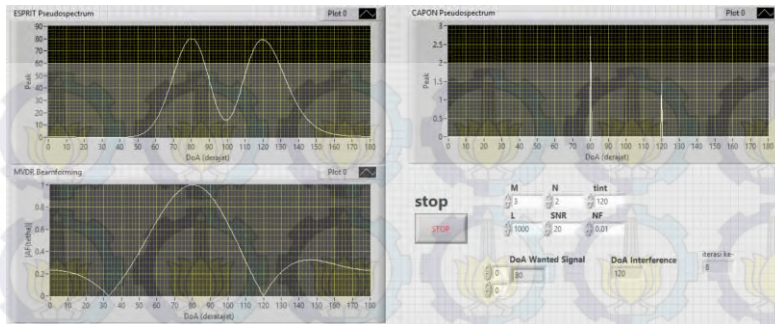
- 1) Fungsi *awgn(x,snr)* tidak tersedia pada LabVIEW, sehingga untuk pembangkitan noise dilakukan secara manual.
- 2) Fungsi *plot(X,Y)* pada Matlab digantikan dengan *graphical user interface* (GUI) yang hanya membutuhkan masukan nilai yang harus di plot pada sumbu x maupun y.



Gambar 3.14 Hasil simulasi LabVIEW untuk estimasi DoA 80^0 dan 120^0 menggunakan algoritma ESPRIT



Gambar 3.15 Diagram blok hasil rancangan simulasi sistem *smart antenna* pada LabVIEW



Gambar 3.16 Tampilan *front panel* dari LabVIEW simulasi blok penerima sistem *smart antenna*

Berdasarkan tampilan plot pseudospectrum ESPRIT dan CAPON, dengan menggunakan masukan nilai DoA yang sama terlihat bahwa pseudospectrum CAPON lebih jelas dalam menunjukkan nilai DoA yang terdeteksi. Oleh karena itu, pada rancangan implementasi sistem selanjutnya digunakan CAPON pseudospectrum untuk menunjukkan DoA hasil estimasi dari algoritma ESPRIT. Hasil perancangan simulasi sistem *smart antenna* pada perangkat lunak LabVIEW, baik tampilan pada *front panel* maupun diagram blok program LabVIEW dapat dilihat selengkapnya pada lampiran B.

3.5 Perancangan Implementasi Sistem

Algoritma ESPRIT beserta MVDR yang telah disimulasikan menggunakan Matlab maupun LabVIEW, selanjutnya diimplementasikan untuk pemrograman SDR yang pada penelitian ini menggunakan perangkat USRP. Sistem *smart antenna* yang dirancang pada LabVIEW terbagi menjadi tiga sub-sistem, yaitu sub-sistem pengirim, sub-sistem referensi pengirim, dan sub-sistem penerima.

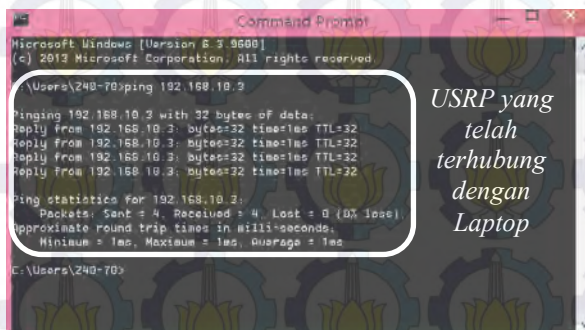
3.5.1 Interkoneksi Perangkat

Komunikasi antara USRP N2922 dengan *host* dirancang berdasarkan IP *address*. Standar IP *address* yang diberikan oleh National Instruments terhadap setiap perangkat USRP N2922 maupun dari Ettus Research untuk perangkat N210 adalah IP v.4 192.168.10.2, di mana IP 192.168.10.1 digunakan sebagai IP *gateway* untuk komunikasi USRP dengan perangkat laptop yang berkedudukan sebagai *host*.

Pengguna USRP diberikan kemampuan untuk mengganti IP *address* USRP melalui jendela NI-USRP Configuration Utility. Tampilan dari NI-USRP Configuration Utility ditunjukkan melalui Gambar 3.17. Sebagai indikator terkoneksi laptop dengan USRP pada dasarnya dapat diwakili oleh munculnya IP *address* USRP pada jendela NI-USRP Configuration Utility. Cara lain untuk memastikan apakah USRP telah terkoneksi dengan laptop juga dapat dilakukan melalui windows command prompt dengan menggunakan *syntax* ping(spasi)IP_USRP. Jika laptop telah terkoneksi dengan USRP yang dimaksud, maka jendela command prompt akan menunjukkan jumlah *packet loss* sebesar 0% seperti ditunjukkan melalui



Gambar 3.17 Tampilan NI-USRP Configuration Utility

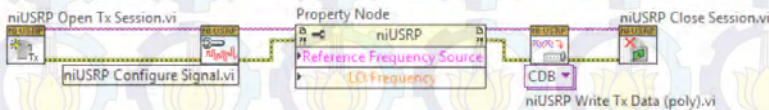


Gambar 3.18 Tampilan jendela command prompt jika laptop telah terhubung dengan USRP.

3.5.2 Rancangan Sub-sistem Pengirim

Implementasi sistem *smart antenna* berbasis SDR dilakukan pada USRP menggunakan *interface* bahasa pemrograman LabVIEW. Pada penelitian ini, penulis menggunakan USRP jenis NI-2922 atau N210 dengan tambahan SBX, di mana pada jenis USRP ini pengguna diijinkan untuk melakukan pemrograman hanya di bagian pemrosesan sinyal *baseband*. Selanjutnya USRP memiliki mekanisme internal untuk mengubah sinyal *intermediate frequency* (IF) menjadi *radio frequency* (RF) yang siap untuk ditransmisikan (berlaku sebaliknya di sisi sub-sistem penerima). Sinyal dikonversikan dari analog ke digital (dan sebaliknya) pada sisi *front end* menggunakan *software defined peripheral boards* yang pada penelitian ini berupa *motherboards* dari USRP.

Pada LabVIEW, pemrograman USRP dimulai dengan sub-blok OpenSession dan diakhiri dengan sub-blok CloseSession. Ekstensi file dari masing-masing sub-blok pada LabVIEW adalah .vi. Pada perancangan sub-sistem pengirim sistem *smart antenna*, urutan penggunaan vi untuk pembangkitan sinyal *baseband* ditampilkan pada Gambar 3.19.

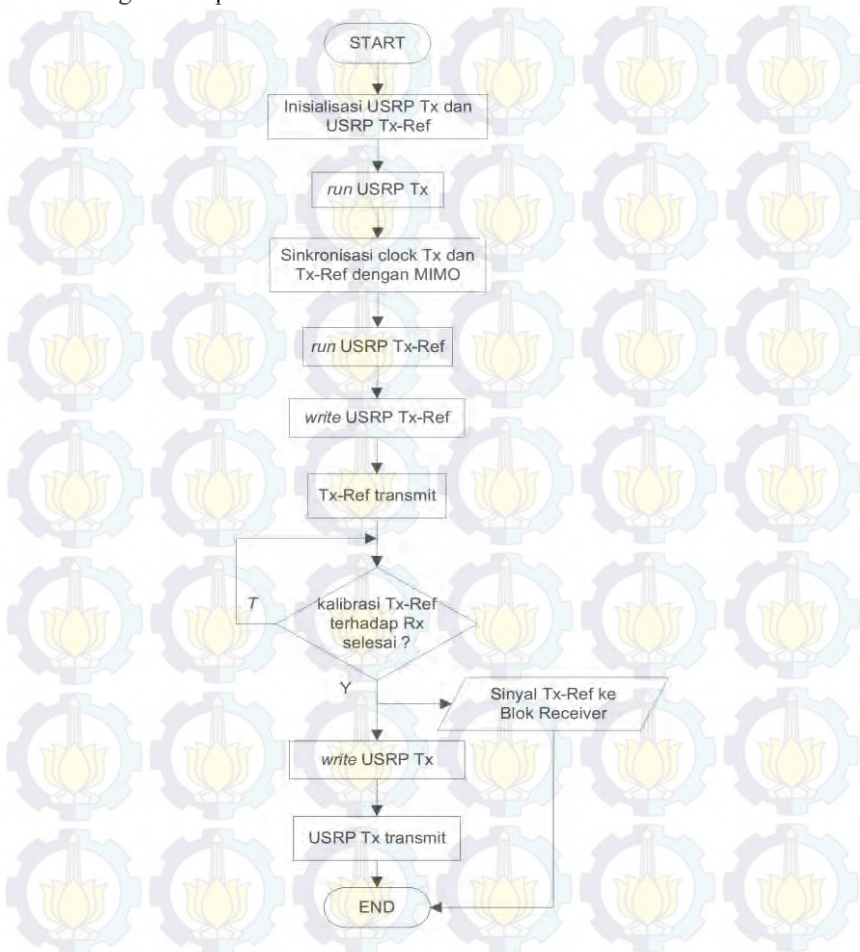


Gambar 3.19 Urutan sub-blok (vi) pada pemrograman LabVIEW bagian sub-sistem pengirim.

Diagram alir sub-sistem pengirim ditunjukkan melalui Gambar 3.20. Pada bagian pengirim juga dirancang sub-sistem referensi pengirim yang digunakan sebagai referensi fase untuk pengolahan sinyal di sub-sistem penerima. Pada perancangan sistem ini, sub-sistem pengirim disebut sebagai Tx-reference.

Masing-masing .vi selanjutnya diberikan masukan parameter tertentu sesuai dengan kebutuhan. .vi OpenSession mengatur IP *address* USRP yang akan digunakan, sehingga parameter yang digunakan pada .vi ini adalah IP *address* USRP. Pembangkitan sinyal pada USRP menggunakan parameter yang dikenali program berdasarkan masukan parameter di bagian Configure Signal.vi, yang terdiri dari nilai frekuensi *sampling*, frekuensi pembawa (*carrier*) sistem, besarnya penguatan oleh

USRP, dan port aktif untuk pengiriman sinyal yang pada perancangan ini digunakan port TX/RX.



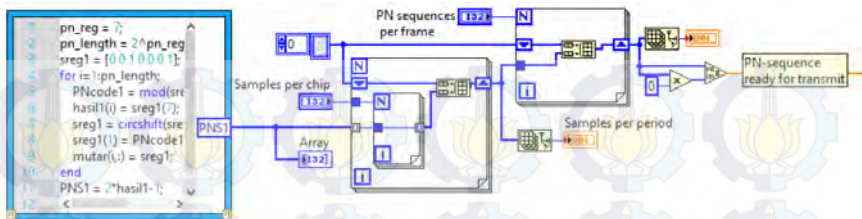
Gambar 3.20 Diagram alir sub-sistem pengirim pada LabVIEW

Sinkronisasi USRP pengirim dan USRP referensi pengirim dilakukan menggunakan kabel MIMO. Blok konfigurasi perangkat dan sinkronisasi ditunjukkan melalui Gambar 3.21.



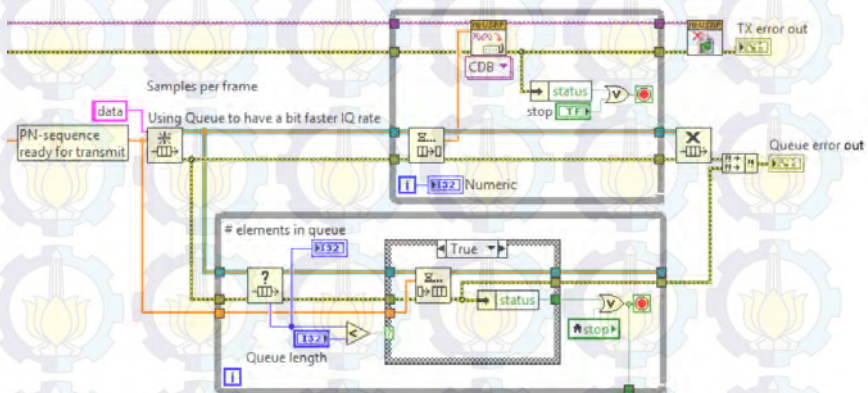
Gambar 3.22 Penggunaan global variable di sub-sistem pengirim.

70



Gambar 3.23 Pembangkitan PN-sequence

Sesuai namanya, Write Data.vi digunakan untuk mempersiapkan data *baseband* dalam bentuk bilangan kompleks sebelum diolah oleh bagian *front end* dari USRP. Persiapan data sebelum masuk ke *front end* USRP menggunakan sistem antrian (*buffer*). Pada blok ini diatur jumlah sampling yang dikirimkan di setiap framenya. Hasil rancangan blok antrian dan penulisan data ditunjukkan



Gambar 3.24 Blok pengiriman dan penulisan data.

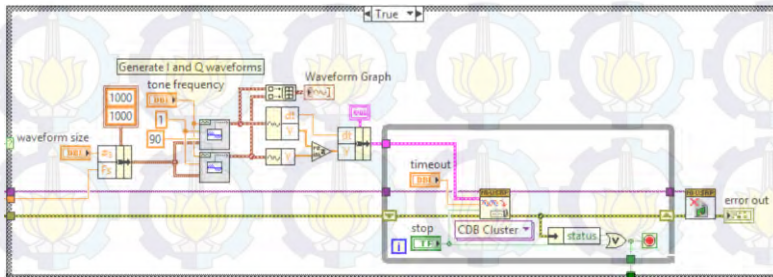
Informasi yang keluar dari Write Data.vi merupakan informasi *baseband* yang siap untuk diolah lebih lanjut oleh *front end*. Jika tidak ada error dari keluaran masing-masing blok, maka informasi berbentuk sinyal *baseband* berfrekuensi *intermediate* akan diolah menjadi sinyal analog RF dan siap untuk ditransmisikan. Blok diagram sub-sistem pengirim secara lengkap ditampilkan pada lampiran D.



Gambar 3.25 Tampilan *front panel* sub-sistem pengirim.

3.5.3 Rancangan Sub-sistem Referensi Pengirim

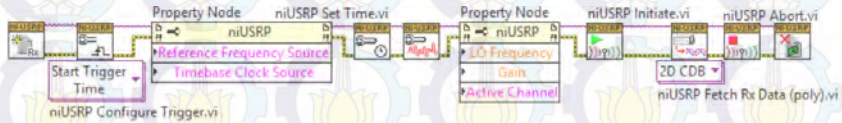
Telah dijelaskan pada sub-bab 3.5.2 tentang perlunya Tx-reference pada sistem *smart antenna*. Perancangan Tx-reference hampir sama dengan sub-sistem pengirim. Perbedaan yang ada berada pada jenis sinyal yang dibangkitkan. Jika pada sub-sistem pengirim dibangkitkan sederetan bit PN-sequence, pada Tx-reference sinyal yang dibangkitkan berupa sinyal *tone* berfrekuensi 10 KHz yang ditransmisikan secara terus menerus. Rancangan pembangkitan sinyal *tone* pada Tx-reference ditunjukkan melalui Gambar 3.26. Blok diagram beserta tampilan *front panel* sub-sistem referensi pengirim secara lengkap ditampilkan pada lampiran D.



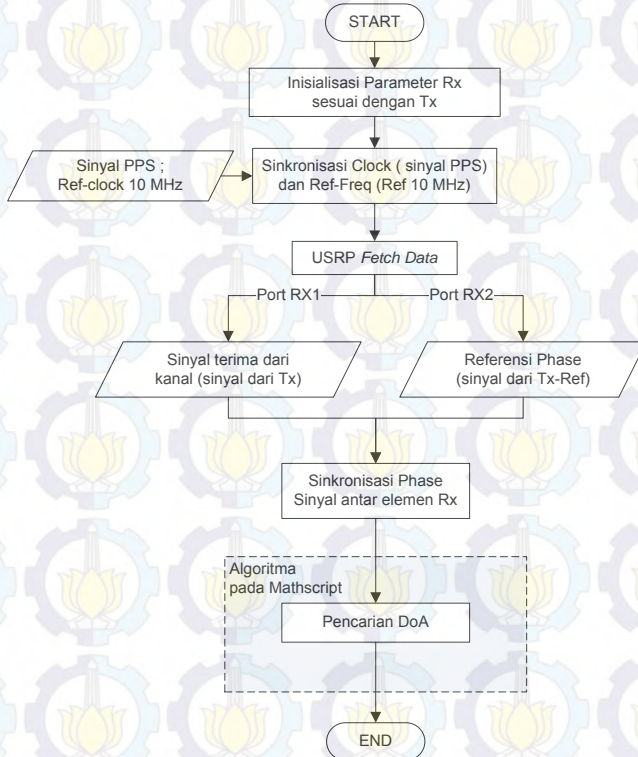
Gambar 3.26 Blok diagram pembangkitan sinyal untuk Tx-reference.

3.5.4 Rancangan Sub-sistem Penerima

Urutan rancangan blok .vi pada sisi sub-sistem pengirim sedikit berbeda dengan pada sub-sistem pengirim. Agar sinkronisasi berjalan dengan benar, USRP diatur untuk mulai menerima dan mengolah sinyal pada detik ke-5 setelah program sub-sistem penerima dijalankan.

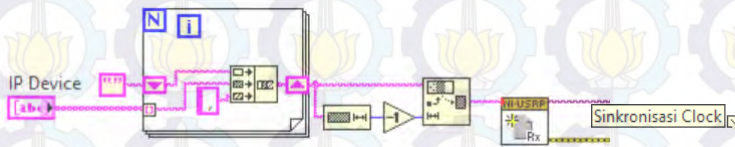


Gambar 3.27 Urutan sub-blok (vi) pada pemrograman LabVIEW bagian sub-sistem pengirim.



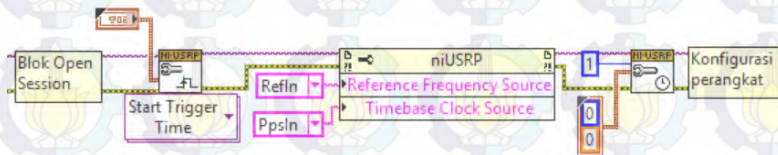
Gambar 3.28 Diagram alir sub-sistem penerima pada LabVIEW.

Berbeda dengan sub-sistem pengirim yang hanya menggunakan sebuah USRP, pada sub-sistem penerima digunakan skema antenna array yang membutuhkan konfigurasi tiga USRP sekaligus. Masukan IP address untuk ke-tiga USRP diatur dalam kondisi for loop sehingga sistem hanya akan aktif jika ketiga IP address dari USRP telah dimasukkan. Beberapa USRP yang digunakan sekaligus dalam satu pemrograman LabVIEW dikenal berdasarkan kanal kerja yang berbeda-beda. Ketika USRP terkoneksi dengan *host*, secara otomatis masing-masing USRP akan menempati kanal dengan indeks yang berurutan. Kanal kerja inilah yang selanjutnya digunakan sistem untuk mengolah sinyal dari setiap USRP tertentu.



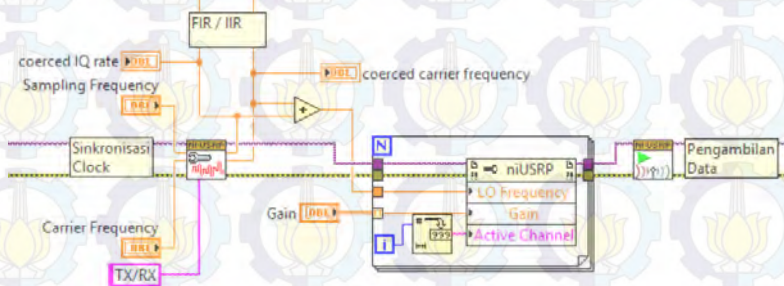
Gambar 3.29 Blok pengenalan perangkat USRP

Beberapa perangkat USRP harus tersinkronisasi secara penuh untuk mendukung sistem antenna array lebih lanjut. Masing-masing USRP memiliki *local oscillator* dengan referensi *clock* berbeda yang dapat menimbulkan perbedaan fase di antara kanal kerja USRP. Selain itu, terdapat kemungkinan perbedaan waktu dimulainya *sampling* karena perbedaan nilai referensi *timestamp* yang diatur oleh *host* terhadap masing-masing FPGA. Masalah sinkronisasi *local oscillator* dan *clock sampling* ini dapat diatasi dengan memberikan sinyal 10 MHz referensi *clock* dan sinyal pulsa 1 *pulse per second* (PPS) kepada masing-masing USRP. Referensi *clock* yang digunakan pada sistem USRP ini secara otomatis juga digunakan sebagai referensi untuk *local oscillator*. Sinyal masukan 10 MHz ini menyebabkan USRP antar *local oscillator* pada masing-masing USRP bekerja secara sinkron.

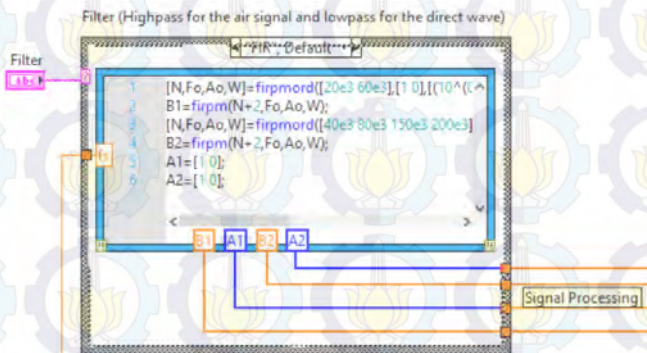


Gambar 3.30 Blok sinkronisasi *clock*

Rancangan konfigurasi parameter sinyal melalui Configure.vi hampir sama dengan rancangan di sub-sistem pengirim. Perbedaannya terdapat pada pengaturan penguatan masing-masing USRP yang kembali menggunakan kondisi for loop. Sub blok Initiate.vi digunakan untuk mengawali proses akuisisi data di sub-sistem penerima. Parameter yang dimasukkan pada Configure.vi meliputi nilai frekuensi *sampling* dan frekuensi *carrier*. Nilai frekuensi *sampling* digunakan untuk menentukan nilai *IQ rate* sistem dan juga sebagai masukan parameter untuk membangun *finite impulse response* (FIR) dan *infinite impulse response* (IIR). Ke dua jenis filter ini digunakan untuk memisahkan sinyal informasi yang dikirimkan oleh USRP *transmitter* dengan sinyal yang berasal dari *Tx-reference*. Keluaran dari filter FIR ataupun IIR kemudian menjadi parameter masukan untuk sinkronisasi fasa yang masuk ke dalam blok pengolahan sinyal (*signal processing*).

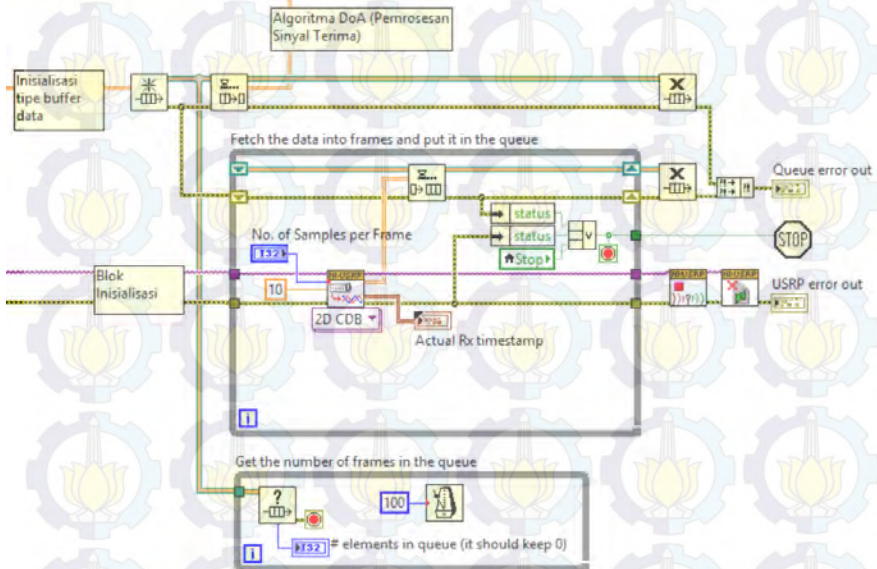


Gambar 3.31 Blok konfigurasi sub-sistem penerima.

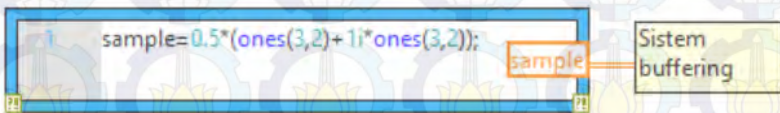


Gambar 3.32 Blok FIR

Sistem pengambilan data kembali menggunakan konsep *buffering* dengan data yang diolah merupakan data berjenis bilangan kompleks. Banyaknya data yang disimpan selama proses *buffering* didasarkan atas nilai sampling di setiap *frame* yang diatur sebagai variabel bebas. Inisialisasi tipe data kompleks yang akan diolah pada sistem *buffering* dilakukan melalui LabVIEW MathScript RT.

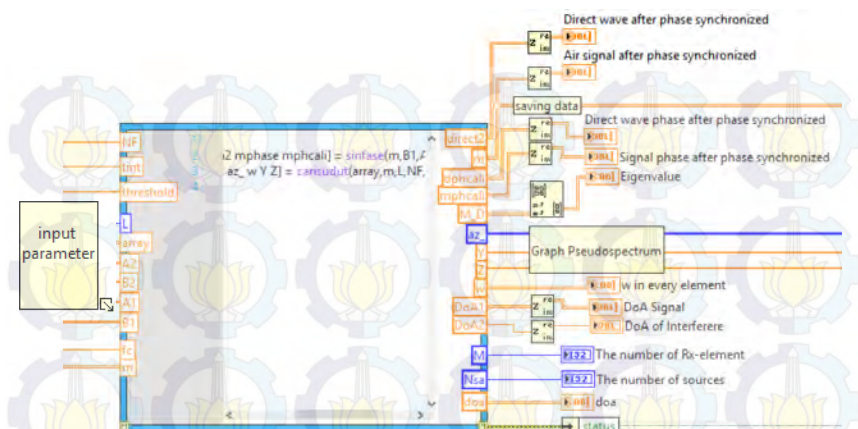


Gambar 3.33 Blok sistem penerimaan data.



Gambar 3.34 Inisialisasi tipe data untuk *buffering*.

Blok pengolahan sinyal berisi dua *script* dari MATLAB-*file* yang masing-masing *script* secara berurutan terdiri dari sinkronisasi fase dan implementasi algoritma ESPRIT dan MVDR. Tampilan selengkapnya mengenai blok pengolahan sinyal ditampilkan melalui lampiran D.



Gambar 3.35 Blok pengolahan sinyal di dalam LabVIEW.

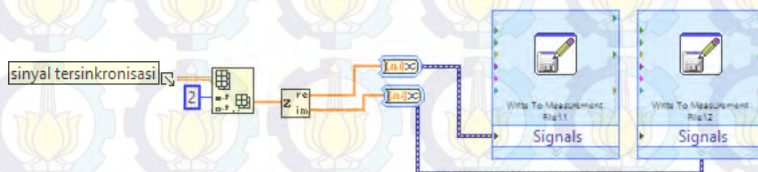
Konsep algoritma sinkronisasi fase menggunakan referensi dari [20] dan [21]. Diberlakukan *low pass filter* dan *high pass filter* terhadap sinyal yang diterima oleh setiap elemen array menggunakan parameter keluaran dari blok filter FIR (atau IIR, tergantung jenis filter yang dipergunakan ketika pengaturan parameter di sisi *front end*). *Low pass filter* digunakan untuk mendapatkan sinyal dari Tx-reference dan *high pass filter* digunakan untuk mendapatkan sinyal terima dari transmitter. Sebagai kompensasi dari proses sinkronisasi fase yang dilakukan pada blok pengolahan sinyal, nilai parameter nilai *sampling* yang diatur melalui *front panel* akan ditambah 2000, sehingga jika dalam perancangan sistem ini digunakan *sampling* sebesar 1000 kali, maka total *sampling* yang digunakan untuk mengambil data dari sub-blok *buffering* sebanyak 3000 kali hingga terbentuk matrik data m berdimensi $[3 \times 3000]$ sebagai parameter masukan blok pengolahan sinyal.

Ketika sinyal m sampai di algoritma sinkronisasi fase, deretan sinyal yang diterima dipotong 1000 sampling di awal sinyal dan 1000 sampling di akhir sinyal untuk memperoleh kondisi fase sinyal yang sama diantara sinyal terima masing-masing elemen array. Akibat dari pemotongan sinyal ini, jumlah sampling yang digunakan ketika masuk ke algoritma ESPRIT dan MVDR kembali bernilai 1000 *sampling* sesuai dengan perancangan sistem pada sub-bab 3.4.

Pada implementasi sistem ke USRP, sinyal terima yang digunakan sebagai data utama dalam proses pengolahan sinyal akan

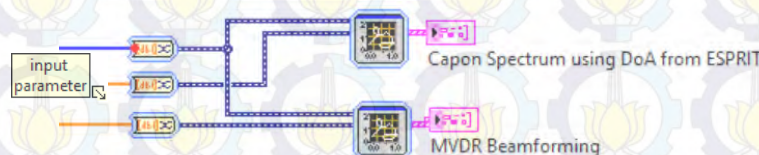
berbentuk sekelompok sinyal yang telah terpengaruh oleh noise. Pada kondisi ini, sistem harus menentukan sendiri jumlah sinyal yang diterima. Berdasarkan referensi [2] dan [5], jumlah sumber sinyal dapat ditentukan berdasarkan nilai batas (*threshold*) dari eigenvalue terbesar yang berasal dari Analisis *eigendecomposition* matrik korelasi dari masing-masing sub-array. Oleh karena itu digunakan masukan parameter *threshold* yang nilainya dapat dirubah sesuai dengan karakteristik eigenvalue terbesar yang terdeteksi oleh sistem.

Data sinyal terima yang tersinkronisasi di simpan dalam bentuk *file* tdms dengan memanfaatkan sub-blok Write to Measurement Express vi. Tujuan dari penyimpanan data ini adalah untuk Analisis *offline* data hasil pengukuran. Keterbatasan dari sistem penyimpanan yang digunakan hanya mampu menyimpan data dalam bentuk 1D array (array satu dimensi), padahal data sinyal terima merupakan bentuk 2D array, dengan tipe data kompleks format $I+jQ$. Oleh karena itu, dilakukan pemisahan dimensi array, sehingga data dari setiap elemen array disimpan satu per satu dengan pemisahan nilai *real* dan *imaginer* untuk setiap elemen.



Gambar 3.36 Blok penyimpanan data

Sebagai indikator posisi DoA dan simulasi beamforming hasil estimasi sistem, pada sub-sistem penerima dilengkapi dengan tampilan grafik CAPON pseudospectrum dan MVDR-beamforming. Alasan penggunaan pseudospectrum CAPON untuk menampilkan DoA hasil estimasi telah dijelaskan melalui sub-bab 3.4.2.



Gambar 3.37 Plot Pseudospectrum

3.6 Skenario Pengujian Sistem

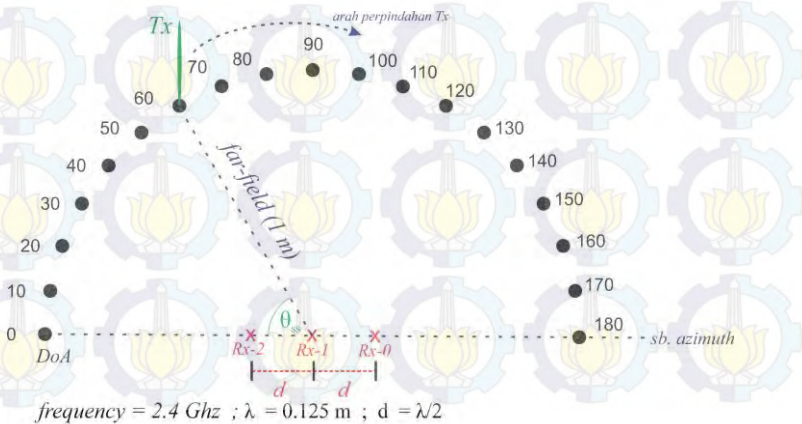
Sistem dirancang melalui dua tahap, yaitu simulasi dan implementasi ke perangkat. Untuk menguji hasil dari perancangan tersebut berikut ini diuraikan tahapan pengujian sistem mulai dari skenario pengujian simulasi sistem maupun skenario pengukuran lapangan.

3.6.1 Skenario Simulasi

Pengujian sistem dalam tahap simulasi dilakukan terhadap dua parameter, yaitu SNR dan perubahan sudut. Pengujian performansi sistem dalam perubahan parameter nilai SNR terbagi menjadi dua sub-skenario yaitu ketika SNR positif, mulai dari 0 dB hingga 30 dB, dan ketika SNR negatif, mulai dari -30 dB hingga 0 dB. Pengamatan dilakukan terhadap perubahan nilai SNR setiap 1 dB pada rentang SNR pengamatan. Hasil dari pengujian ini selanjutnya digunakan sebagai referensi parameter nilai SNR terendah yang harus dipenuhi ketika sistem diimplementasikan pada perangkat USRP.

Pengujian performansi sistem terhadap perubahan sudut dilakukan di setiap sudut pengamatan 10^0 , mula dari 0^0 hingga 180^0 . Pengujian dengan skenario ini dilakukan untuk mengetahui karakteristik algoritma dalam mendeteksi arah kedatangan sinyal yang datang dari berbagai arah, mengingat pola radiasi antenna array bersifat *broadside* ke arah sudut 90^0 .

3.6.2 Skenario Pengukuran Lapangan



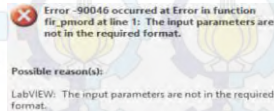
Gambar 3.38 Skenario pengujian.

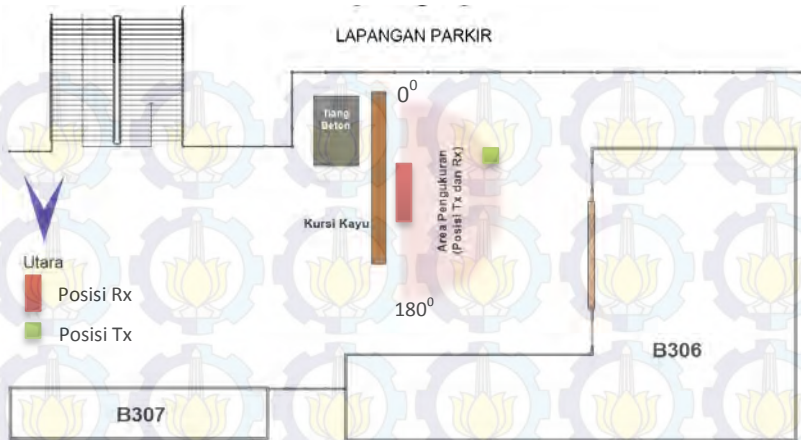
Pengukuran dilakukan pada berbagai kondisi lingkungan yang berbeda. Perbedaan antar lingkungan pengukuran terletak pada estimasi jumlah obyek pemantul sehingga dapat diamati pengaruh pantulan terhadap kinerja sistem. Selain perbedaan jumlah dinding pemantul, jumlah *access point* WiFi yang terdeteksi di setiap lokasi pengukuran juga berbeda. Urutan lokasi pengukuran diberikan label A, B, C, dan D, dan mulai dari skenario A sampai dengan skenario D, area pengukuran yang bebas dari obyek pemantul semakin luas dan jumlah *access point* WiFi yang terdeteksi juga semakin *minimum*. Konfigurasi perangkat yang digunakan untuk seluruh lokasi pengukuran mengikuti ilustrasi Gambar 3.4. Konfigurasi perangkat yang dimaksud meliputi aturan sambungan berbagai jenis kabel terhadap masing-masing perangkat pengukuran. Skenario pengujian beserta tata letak perangkat pemancar maupun penerima diilustrasikan melalui Gambar 3.38.

Pengujian hasil rancangan sistem dimulai dengan pengukuran pada lokasi A yang dilakukan di bagian depan ruangan Laboratorium Antena dan Propagasi ruang B306, Jurusan Teknik Elektro. Denah lokasi pengukuran untuk lokasi A ditunjukkan melalui Gambar 3.39. Pengukuran selanjutnya menggunakan lokasi B yang dilakukan di lapangan parkir mobil dosen Jurusan Teknik Elektro, sedangkan untuk pengukuran lokasi C dilakukan di tengah lapangan Taman Alumni, dan lokasi pengukuran terakhir atau lokasi D dilakukan di lapangan parkir Stadion ITS atau di depan gedung futsal *indoor* Pertamina. Pada seluruh denah lokasi pengukuran yang ditampilkan melalui Gambar 3.39 sampai dengan Gambar 3.42, area pengukuran yang diilustrasikan berbentuk busur setengah lingkaran merujuk pada skenario pengukuran sesuai dengan Gambar 3.38. Keterangan penempatan perangkat pemancar disimbolkan oleh gambar kotak berwarna hijau dan simbol letak penerima diwakili oleh kotak berwarna merah. Simbol tata letak tersebut berlaku juga untuk seluruh lokasi pengukuran. Posisi pengirim bergeser setiap 10^0 di mana pergerakan di mulai dari 0^0 hingga 180^0 , sedangkan penerima berada dalam kondisi statis atau diam.

Selama pengukuran berlangsung, muncul beberapa peringatan kesalahan (*warning error*) yang menyebabkan program berhenti secara mendadak. Penyebab *error* tersebut pada umumnya muncul akibat kesalahan inisialisasi perangkat ataupun akibat proses sinkronisasi perangkat di sisi penerima yang kurang baik. Daftar *error* dari LabVIEW yang pernah muncul selama proses implementasi sistem terangkum pada Tabel 3.5.

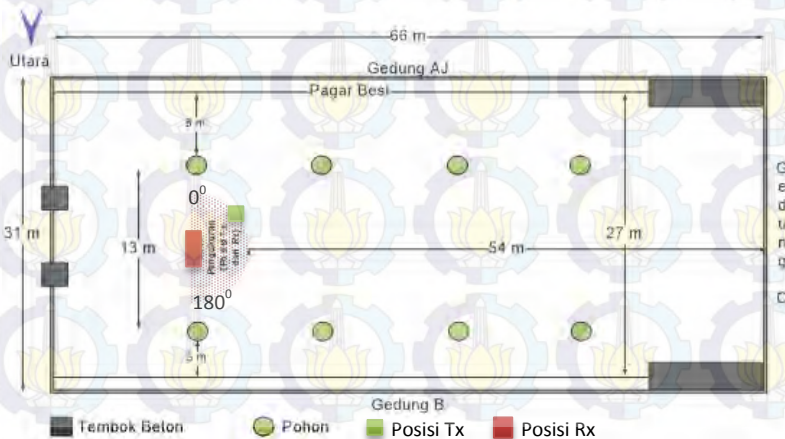
Tabel 3.5 Error pada program LabVIEW selama proses implementasi

No	Error	Penyebab	Penanganan
1	 <p>Pop Up</p> <p>Error -90046 occurred at Error in function fix.pnord at line 1: The input parameters are not in the required format.</p> <p>Possible reason(s):</p> <p>LabVIEW: The input parameters are not in the required format.</p>	1) Program dijalankan dengan kondisi terdapat perangkat yang belum aktif	Memastikan bahwa IP address yang dimasukkan pada program merupakan IP Address dari USRP yang terhubung dengan laptop
	<p>USRP Error Out :</p> <p>"niUSRP Open Rx Session.vi<ERR>A runtime or configuration error occurred. Code: 1440 Details: RuntimeError: fifo ctrl timed out looking for acks"</p>	2) Terdapat kesalahan dalam proses konfigurasi USRP, umumnya adalah kesalahan penulisan IP address	
2	<p>Queue error out :</p> <p>"Release Queue in AoA Detection RX Localization using MUSIC.vi"</p>	Laptop tidak cukup cepat dalam menyediakan data untuk proses buffering selama program berjalan	Program dijalankan menggunakan <i>host</i> /laptop dengan spesifikasi processor yang lebih besar (misal : Intel Xeon)
3	<p>Queue error out :</p> <p>"niUSRP Initiate.vi<ERR>The local oscillator did not lock within the allotted time"</p>	Sinkronisasi local ascillator antar USRP gagal dilakukan	Penggunaan kabel MIMO jika hanya terdapat dua USRP, jika lebih dapat digunakan Octoclock-G untuk memberikan sinyal 10 MHz kepada masing-masing USRP
4	<p>Queue error out :</p> <p>"niUSRP Fetch Rx Data (2D CDB).vi<ERR>A stream command was issued in the past."</p>	Sinkronisasi clock antar USRP	Antena GPS pada octoclock-G belum sinkron dengan GPS Satelit

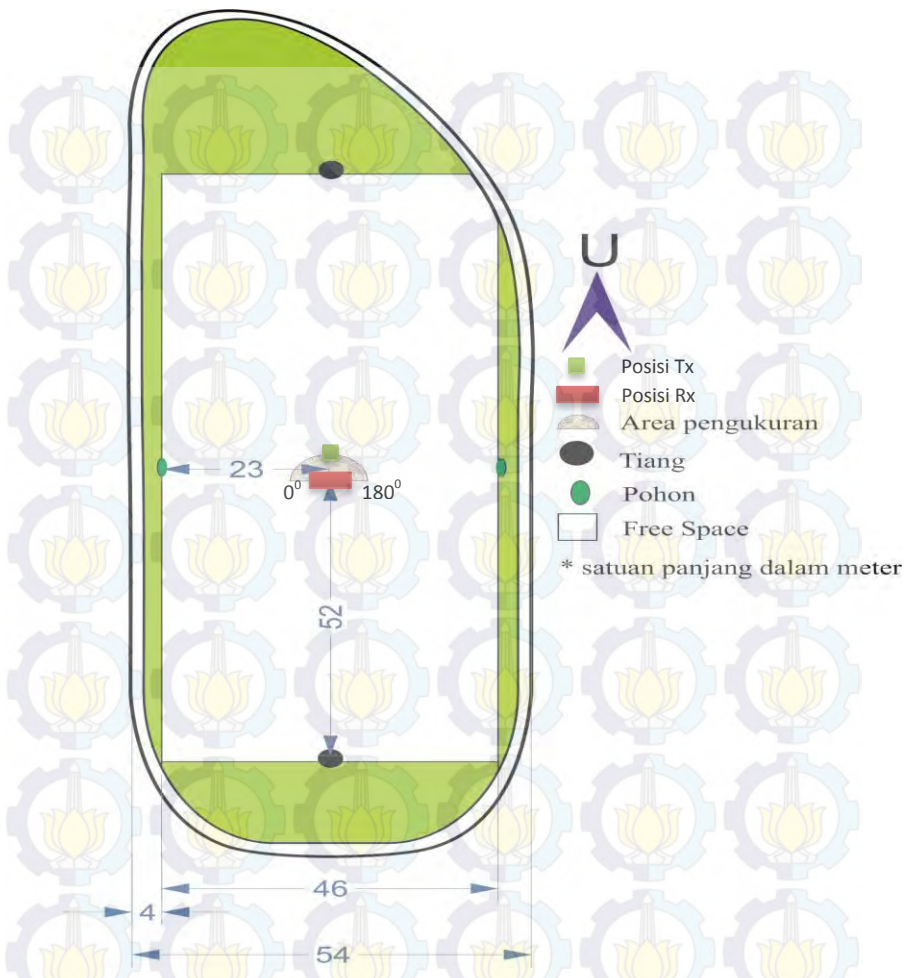


Gambar 3.39 Denah lokasi pengukuran A

Lokasi pengukuran A yang dilakukan di teras ruangan B306 atau di depan Laboratorium Antena dan Propagasi memiliki obyek pemantul berupa dinding beton dengan jarak terdekat antara area pengukuran ke obyek pemantul sejauh 2,6 m. Pada area parkir mobil dosen Jurusan Teknik Elektro (JTE) yang merupakan lokasi pengukuran B, obyek pemantul terdekat berupa pohon yang berjarak 6 m dari area pengukuran.

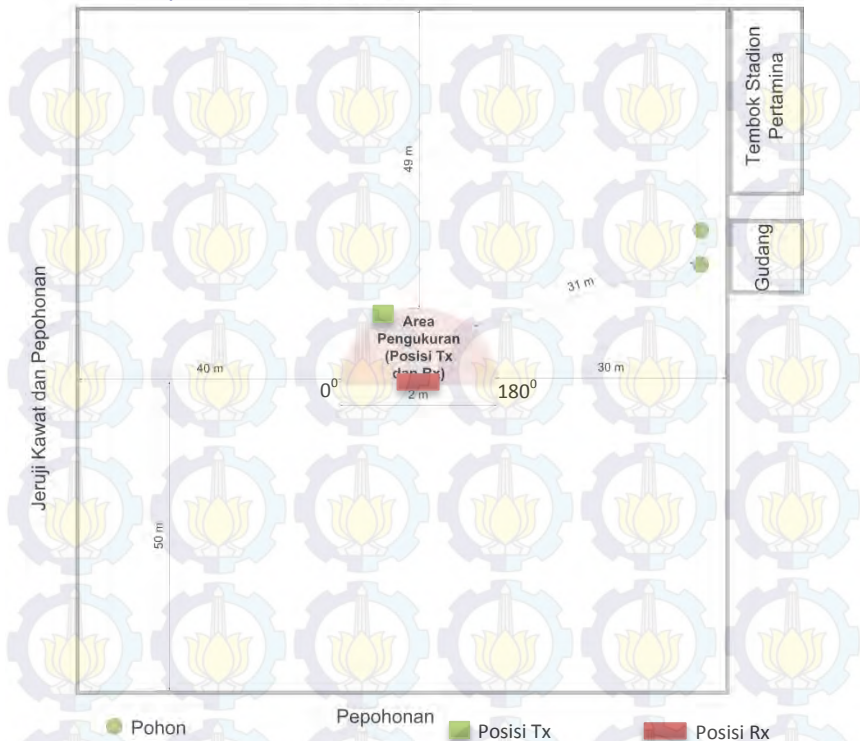


Gambar 3.40 Denah lokasi pengukuran B.



Gambar 3.41 Denah lokasi pengukuran C.

Lokasi pengukuran C berupa lapangan rumput dengan obyek pemantul terdekat merupakan deretan pepohonan dengan jarak terdekat ke area pengukuran sejauh 23 m. Pada jarak 27 m dari area pengukuran, terdapat jalan raya dengan lalu-lalang kendaraan bermotor.



Gambar 3.42 Denah lokasi pengukuran D

Di antara ke tiga lokasi pengukuran yang lain, lokasi pengukuran D merupakan area pengukuran yang paling luas. Obyek pemantul terdekat merupakan sebuah pohon yang berjarak 31 m ke area pengukuran. Obyek pemantul lain berupa dinding beton berada pada jarak 34 m dari area pengukuran.

BAB 4

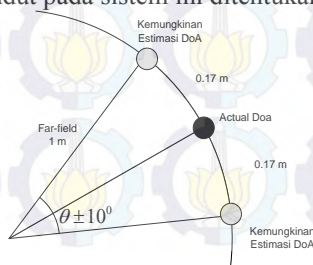
PENGUJIAN DAN ANALISIS DATA

Implementasi sistem dilaksanakan hingga tahap estimasi DoA. Pengukuran dilakukan untuk menguji kinerja USRP sebagai *test bed* sistem *smart antenna*. Tingkat akurasi yang diperoleh dari hasil simulasi selanjutnya digunakan sebagai pembandingan kinerja sistem *smart antenna* pada USRP.

4.1 Parameter Evaluasi Sistem

Sistem *smart antenna* bekerja pada sudut *azimuth*, dengan interval sudut 0° hingga 180° . Istilah interval pada umumnya digunakan bersamaan dengan notasi $[a, b]$ untuk menuliskan nilai *real* dari sekelompok nilai x dengan $a \leq x \leq b$, di mana a dan $b > a$ merupakan bilangan *real* [22]. Simbol a dan b menyatakan *end-points* dari interval $[a, b]$.

Pengujian kualitas sistem *smart antenna* didasarkan pada keakuratannya dalam mendeteksi arah kedatangan sinyal. Parameter yang digunakan untuk mengevaluasi kualitas sistem adalah tingkat akurasi deteksi DoA. Pengukuran dilakukan pada kondisi sub-sistem penerima diam dan pengirim digerakkan di sepanjang sudut *azimuth* hingga membentuk ilustrasi busur setengah lingkaran seperti ditunjukkan oleh Gambar 3.2. Jika jarak antara antenna pengirim dan penerima adalah 1 meter dan akurasi deteksi sudut ditentukan sebesar $\hat{\theta} \pm 10^\circ$ maka error pergeseran jarak *user* dengan memanfaatkan persamaan (2.92) adalah sebesar 0,17 m atau 17 cm. Nilai ini diasumsikan tidak cukup signifikan jika pengukuran dilakukan ketika jarak pengirim dan penerima sebesar 1 meter sehingga akurasi sistem dalam mendeteksi sudut pada sistem ini ditentukan $\hat{\theta} \pm 10^\circ$.



Gambar 4.1 Pergeseran jarak *user* jika akurasi sudut $\hat{\theta} \pm 10^\circ$

4.2 Analisis Hasil Simulasi

Simulasi sistem *smart antenna* seperti telah dijelaskan pada perancangan sub-bab 3.4 dilakukan mulai dari pembangkitan sinyal, pencarian sudut kedatangan sinyal, hingga pengaturan *beam* ke arah kedatangan sinyal. Parameter yang digunakan untuk simulasi disesuaikan dengan spesifikasi sistem seperti jumlah elemen array, sinyal, jumlah sampling dan nilai *signal to noise ratio* (SNR). Analisis dilakukan dengan mengubah parameter-parameter tersebut sehingga dapat digunakan sebagai pembandingan hasil estimasi dari pengukuran di kondisi sebenarnya.

4.2.1 Analisis Pengaruh SNR

Perbandingan daya di penerima, antara daya sinyal dengan daya noise dikenal dengan istilah *signal to noise ratio* (SNR). SNR dinyatakan dalam satuan decibel mengingat satuan daya sinyal pada umumnya menggunakan dBm ataupun dBW. Jika penerima menerima daya sinyal 1000 kali daripada daya noise, maka SNR sistem komunikasi tersebut dapat diestimasi bernilai 30 dB ($SNR_{dB} = 10 \log_{10}(1/1000)$).

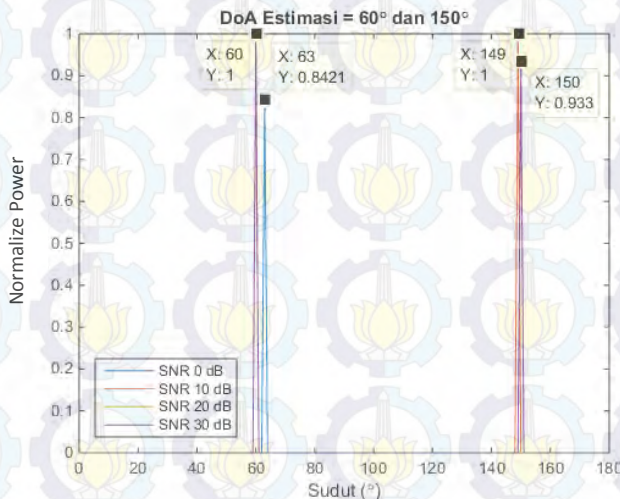
Analisis SNR digunakan untuk meninjau performansi algoritma dalam mengestimasi sudut kedatangan sinyal dan melakukan *beamforming* pada berbagai kondisi SNR. Pada percobaan pertama, variabel bebas dari Analisis perubahan SNR adalah nilai SNR positif, yang divariasikan mulai dari 0 hingga 30 dB, ditinjau setiap 1 dB. Selanjutnya pada percobaan ke dua, nilai SNR divariasikan pada kondisi negatif mulai dari -30 dB hingga 0 dB. Variabel tetapnya adalah jumlah elemen array yang digunakan sejumlah 3-elemen, jumlah sudut yang dideteksi sebanyak dua sudut yang berasal dari *wanted signal* ($\theta_{ss} = 60^0$) dan *interferere* ($\theta_{ii} = 150^0$) dengan spasi antar sudut sebesar 90^0 , sampling yang dilakukan terhadap sinyal terima sebanyak 1000 sampling.

Amplitudo sinyal yang dibangkitkan bernilai satu dan *uniform*. Noise dibangkitkan dengan jenis awgn seperti dijelaskan pada sub-bab 3.1.1. Analisis error dilakukan dengan memanfaatkan persamaan *Root Mean Square Error* yang dinotasikan sebagai :

$$RMSE(\hat{\theta}) = \sqrt{\frac{\sum_{t=1}^n (\hat{\theta}_t - \theta)^2}{n}} \quad (4.1)$$

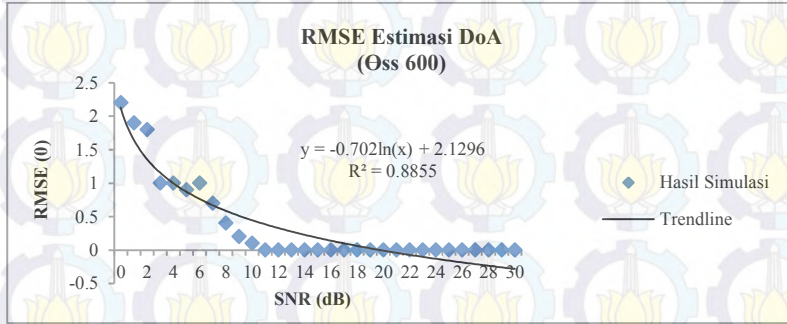
$\hat{\theta}$ merupakan sudut hasil estimasi, t merupakan banyaknya data sudut hasil estimasi dan n merupakan jumlah dilakukannya percobaan, di mana t dan n bernilai sepuluh kali. Pengambilan data sebanyak sepuluh kali dianggap mampu mewakili karakteristik data hasil simulasi. Telah dilakukan perbandingan kesalahan estimasi MVDR untuk contoh sudut pengamatan 90° dengan jumlah percobaan (iterasi) sepuluh kali dan seratus kali yang menghasilkan kesalahan estimasi sebesar 3° untuk iterasi sepuluh kali dan 2.91° untuk iterasi seratus kali. Selisih data hasil percobaan sepuluh kali dan seratus kali kurang dari 0.1° sehingga mempertimbangkan jumlah data dan waktu estimasi yang jauh lebih ringan dan cepat jika iterasi dilakukan sepuluh kali maka seluruh simulasi dilakukan sebanyak sepuluh kali iterasi.

Hasil dari percobaan pertama menunjukkan algoritma ESPRIT menghasilkan nilai $RMSE(\hat{\theta})$ yang rendah, baik itu untuk akurasi deteksi $\hat{\theta}_{ss}$ maupun $\hat{\theta}_{ii}$, pada kondisi SNR positif terendah sebesar 0 dB. Jika akurasi sistem diberikan batas $\hat{\theta} \pm 10^\circ$ sedangkan $RMSE(\hat{\theta})$ terbesar dari algoritma ESPRIT hanya sebesar $\hat{\theta} \pm 3.5^\circ$, maka dapat disimpulkan bahwa algoritma ESPRIT akurat dalam mendeteksi dua buah sinyal pada berbagai variasi nilai SNR positif, di mana daya noise tertinggi bernilai sama dengan dengan daya sinyal.

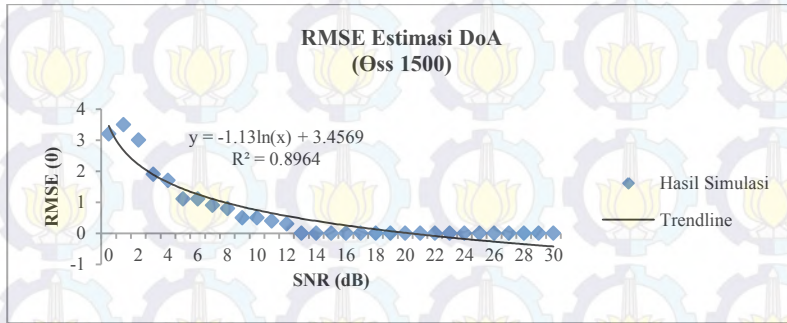


Gambar 4.2 Hasil estimasi DoA ESPRIT yang di plot menggunakan CAPON Pseudospectrum

Performa ESPRIT mulai maksimal pada kondisi $\text{SNR} \geq 12$ dB. Tidak ada deteksi error walaupun hanya satu derajat terhadap arah $\theta_{ss}=60^\circ$ dan $\theta_{ii}=150^\circ$. Berdasarkan hasil percobaan ini maka untuk simulasi selanjutnya digunakan nilai SNR pada sistem sebesar 20 dB atau dalam skala numerik daya sinyal bernilai lebih besar 100 kali dibandingkan dengan daya noise. Gambar 4.3 menunjukkan grafik Analisis $\text{RMSE}(\hat{\theta})$ terhadap perubahan nilai SNR positif.



(a)

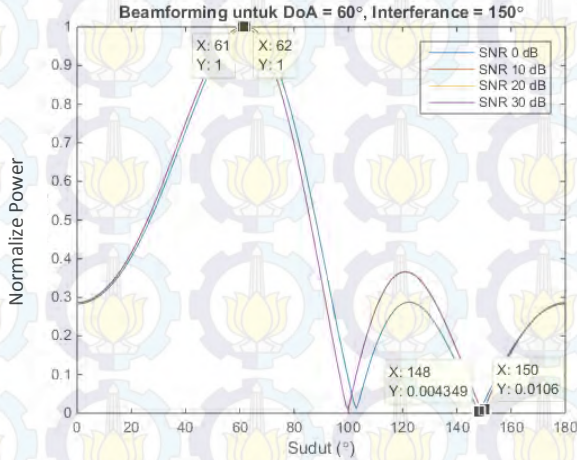


(b)

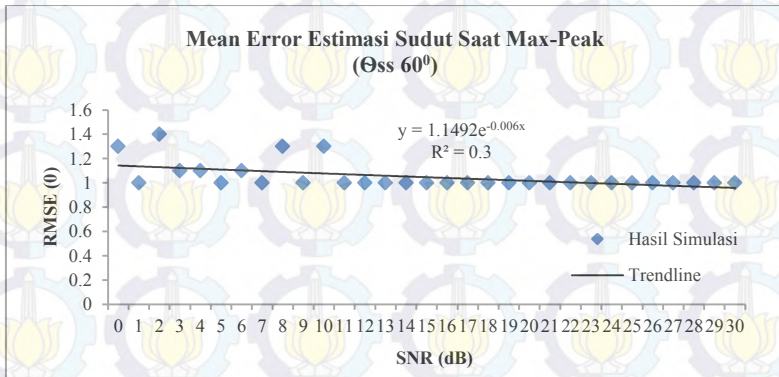
Gambar 4.3 Error estimasi DoA pada variasi SNR positif;
 (a) Estimasi $\theta_{ss} = 60^\circ$ dan (b) Estimasi $\theta_{ii} = 150^\circ$

Akurasi algoritma MVDR dalam memberikan beam terbesar ke arah $\hat{\theta}_{ss} = 60^\circ$ dan mengkondisikan *null* pada arah $\hat{\theta}_{ii} = 150^\circ$ juga cukup baik. Terbukti dengan Gambar 4.4, salah satu contoh plot beamforming yang menunjukkan pada kondisi SNR 0 dB (garis warna biru), puncak beam tertinggi berada pada sudut 62° dan *nulling* terjadi di sudut 148° .

Sedangkan untuk SNR 30 dB, puncak beam terbesar berada di sudut 61^0 dan *nulling* tepat di sudut 150^0 . Hasil pengamatan terhadap sepuluh kali simulasi beamforming menunjukkan bahwa nilai beam tertinggi bergeser sekitar $1,3^0$ dari $\hat{\theta}_{ss} = 60^0$ ketika SNR 0 dB. Pada kondisi SNR 11dB hingga 30dB, Analisis $RMSE(\hat{\theta})$ terhadap akurasi posisi puncak tertinggi beam utama ke arah $\hat{\theta}_{ss} = 60^0$ menghasilkan nilai 1^0 .

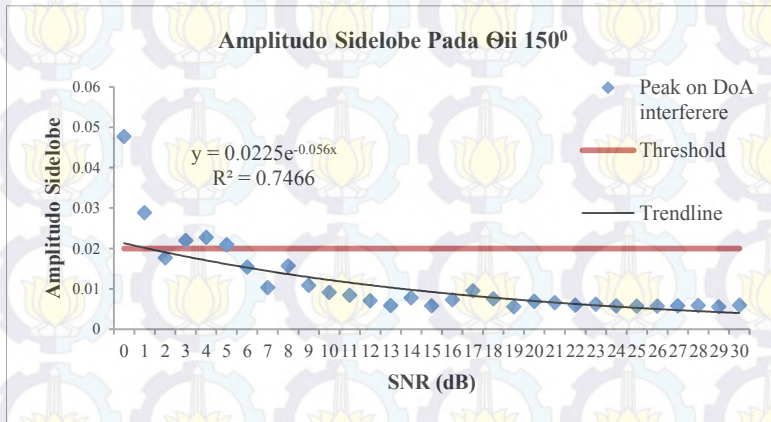


Gambar 4.4 MVDR-Beamforming pada variasi nilai SNR positif



Gambar 4.5 Error puncak tertinggi untuk $\hat{\theta}_{ss} = 60^0$ hasil MVDR-beamforming pada variasi nilai SNR positif.

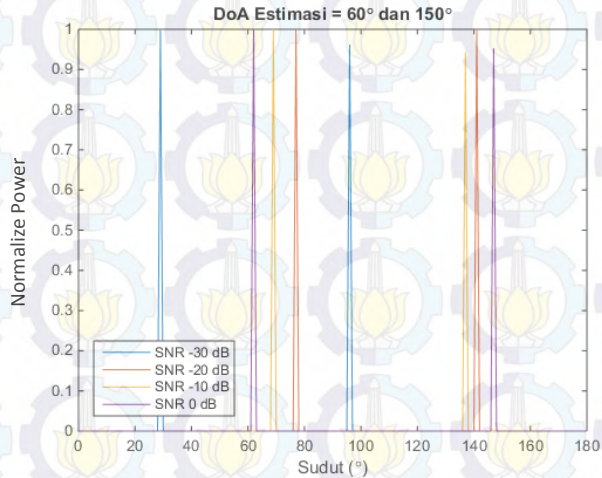
Percobaan pertama dengan menggunakan nilai SNR positif diakhiri dengan Analisis *nulling* sidelobe hasil algoritma MVDR. Cara Analisis yang sedikit berbeda dilakukan terhadap akurasi MVDR-beamforming dalam mengkondisikan *null* ke arah $\hat{\theta}_{ii} = 150^\circ$. Akurasi algoritma melakukan *nulling* tidak didasarkan pada grafik minimum yang terbentuk namun dengan memberikan batas amplitudo beam terbesar yang diijinkan untuk *sidelobe* di sudut $\hat{\theta}_{ii}$. Pada simulasi algoritma untuk sistem *smart antenna* ini diberikan batas amplitudo *sidelobe* tertinggi yang diijinkan untuk masuk dalam kondisi *null* sebesar $|AF(\hat{\theta}_{ii})| = 0.02$. Jika batas atas kondisi *null* adalah 0.02 maka mulai dari SNR 6 dB hingga 30 dB, algoritma MVDR telah mampu mengkondisikan *null* pada arah θ_{ii} dengan benar.



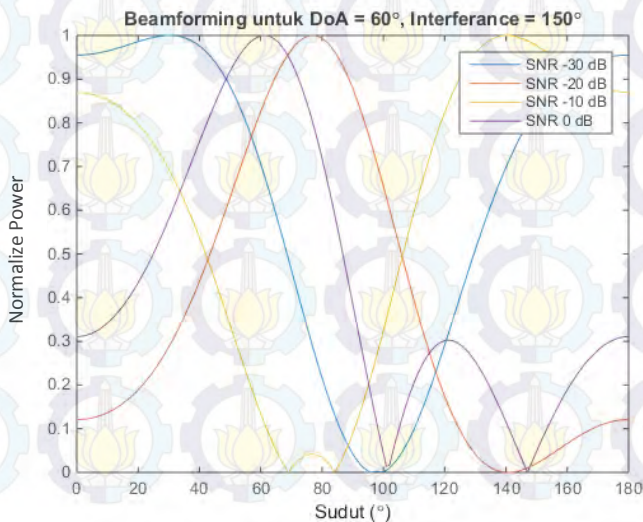
Gambar 4.6 Amplitudo Sidelobe Pada $\Theta_{ii} 150^\circ$ untuk variasi SNR positif.

Pada percobaan Analisis SNR yang ke-dua, nilai variasi nilai SNR dimulai dari -30 dB sampai dengan 0 dB. Jika SNR bernilai -30 dB, maka besarnya noise mencapai 1000 kali dari daya sinyal yang diinginkan. Tujuan dari pengamatan SNR dijangkau nilai negatif adalah untuk mengetahui performansi algoritma ESPRIT maupun MVDR pada kondisi daya noise lebih besar daripada daya sinyal yang diinginkan. Selain itu, pengetahuan tentang karakteristik algoritma ESPRIT dan MVDR ketika bekerja pada kondisi SNR yang buruk, dapat membantu dalam Analisis hasil pengukuran untuk mengenali hasil estimasi DoA yang terindikasi dipengaruhi oleh daya noise yang terlalu

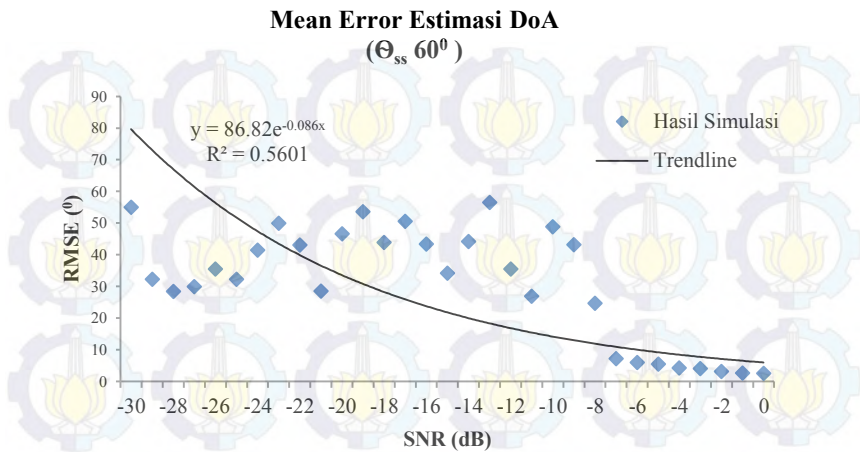
besar. Hasil simulasi estimasi DoA oleh algoritma ESPRIT ditunjukkan melalui Gambar 4.7 dan hasil simulasi beamforming oleh algoritma MVDR ditunjukkan melalui Gambar 4.8.



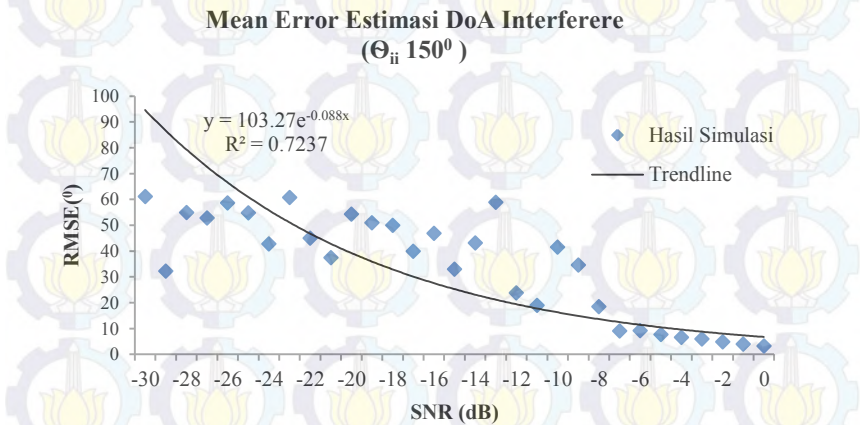
Gambar 4.7 Performa algoritma ESPRIT pada kondisi SNR negatif.



Gambar 4.8 Performa algoritma MVDR pada kondisi SNR negatif.



(a)

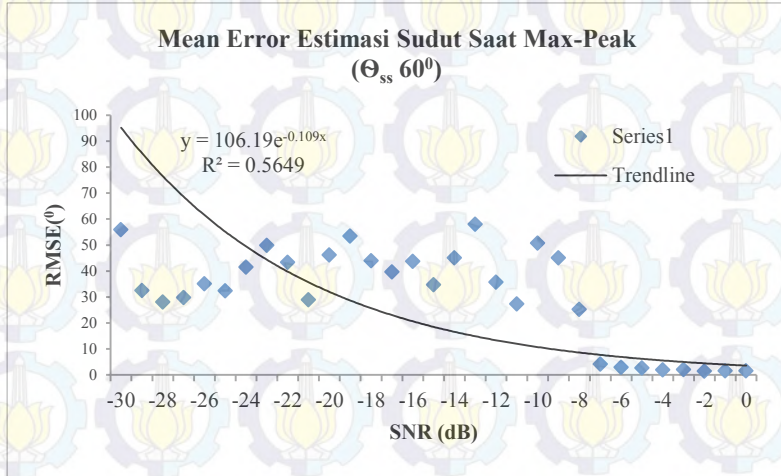


(b)

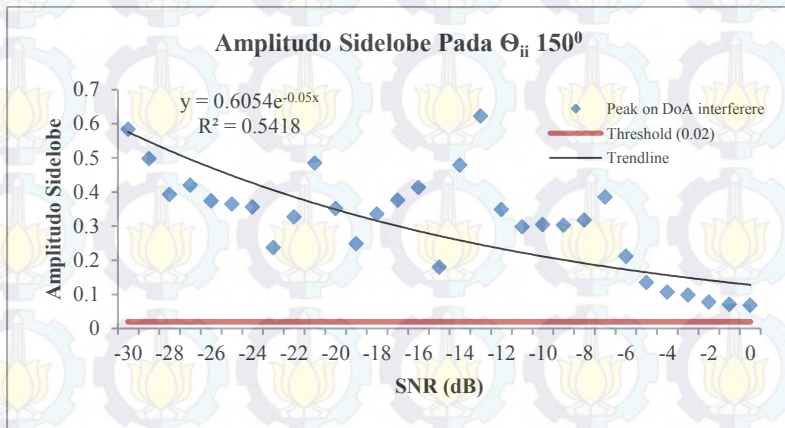
Gambar 4.9 Error estimasi DoA pada variasi SNR negatif,
(a) Estimasi $\theta_{ss} = 60^\circ$ dan (b) Estimasi $\theta_{ii} = 150^\circ$

Perhitungan $RMSE(\hat{\theta})$ pada Gambar 4.9 menghasilkan nilai error yang cukup besar hingga mencapai angka 60° . Hal ini menunjukkan

buruknya kemampuan algoritma ESPRIT untuk melakukan estimasi DoA jika daya noise melebihi daya sinyal. Kondisi yang sama juga terjadi pada performansi algoritma MVDR.



Gambar 4.10 Error puncak tertinggi untuk $\hat{\theta}_{ss} = 60^\circ$ hasil MVDR-beamforming pada variasi nilai SNR negatif.



Gambar 4.11 Amplitudo Sidelobe Pada $\Theta_{ii} 150^\circ$ untuk variasi SNR negatif.

Semakin kecil nilai SNR, yang berarti bahwa daya noise semakin besar jika dibandingkan dengan daya sinyal, hasil algoritma *beamforming* juga semakin buruk. Sampai dengan SNR -8 dB, puncak tertinggi dari main beam bergeser hingga lebih dari 25° dari posisi puncak. Hasil $RMSE(\hat{\theta})$ untuk kondisi SNR negatif masuk ke dalam jangkauan akurasi sistem yang pada sub-bab 4.1 ditentukan sebesar $\hat{\theta} \pm 10^{\circ}$ dapat dipenuhi jika SNR terendah pada nilai -7 dB atau daya noise lima kali lebih besar daripada daya sinyal.

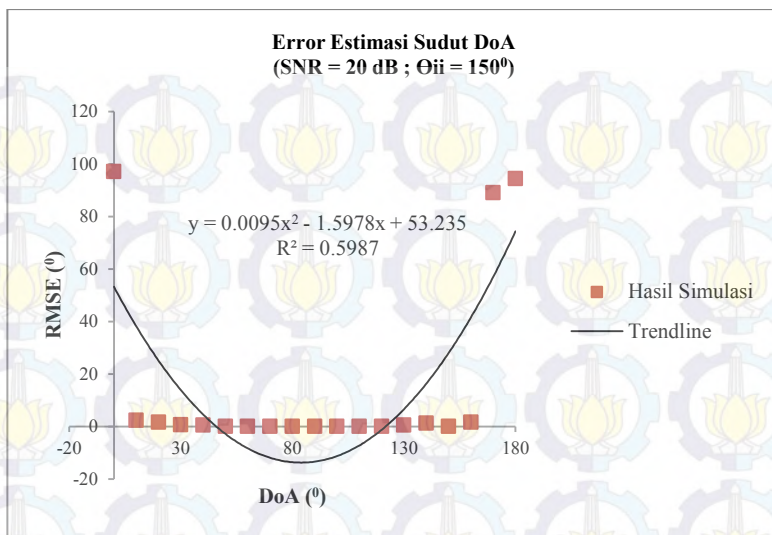
4.2.2 Analisis Performansi Algoritma di Seluruh Sudut *Azimuth*

Analisis performansi algoritma di seluruh sudut *azimuth* dilakukan dengan tujuan untuk mengamati akurasi algoritma dalam melakukan estimasi $\hat{\theta}$ baik itu $\hat{\theta}_{ss}$ maupun $\hat{\theta}_{ii}$ sebagai informasi arah kedatangan sinyal, mengarahkan mainbeam ke arah $\hat{\theta}_{ss}$ dan mengkondisikan *null* terhadap sidelobe di arah $\hat{\theta}_{ii}$. Ide dari pengamatan ini adalah sifat antena array linier *broadside* yang memiliki karakteristik pola radiasi tertinggi di arah *broadside* dikhawatirkan akan berpengaruh dalam estimasi sudut di arah *end-fire*.

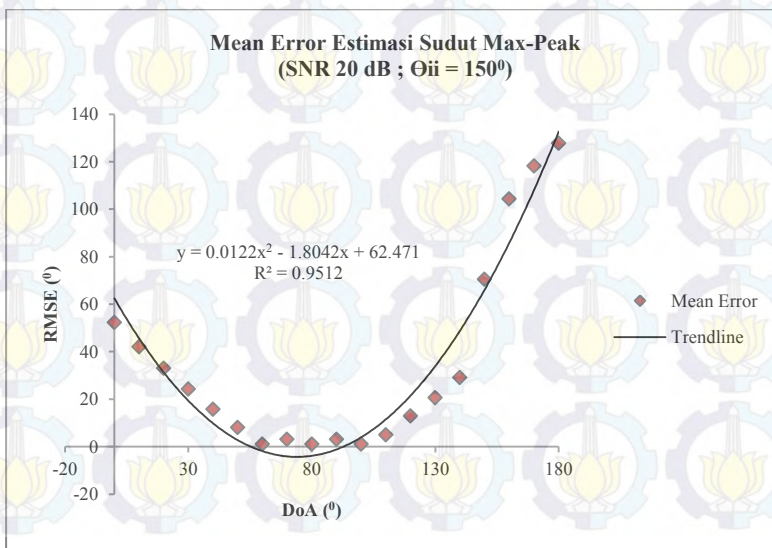
Hasil pengamatan dilakukan dengan mengatur variabel tetap yang serupa dengan analisis perubahan SNR pada sub-bab 4.2.1, seperti jumlah elemen array sebanyak tiga elemen, jumlah *sampling* dilakukan 1000 kali, dan frekuensi kerja sebesar 2,4 GHz, dengan tambahan nilai SNR sebesar 20 dB masuk ke dalam parameter variabel tetap dan sebagai gantinya nilai θ_{ss} menjadi parameter variabel bebas.

Pengamatan terhadap performansi algoritma ESPRIT pada Gambar 4.12 menunjukkan bahwa algoritma tersebut cukup handal dalam melakukan estimasi DoA hingga jarak antar sudut estimasi selisih 10° atau bisa dianggap bahwa resolusi sudut mencapai 10° . Keandalan estimasi DoA ini ditunjukkan dengan nilai $RMSE(\hat{\theta})$ yang masih dalam jangkauan $\hat{\theta} \pm 10^{\circ}$ ketika estimasi DoA sinyal sampai di sudut 140° dan 160° . Namun pada sudut-sudut *end-fire* atau di sekitar 0° , 170° , dan 180° algoritma ESPRIT mengalami kesalahan estimasi yang cukup besar yaitu mencapai $RMSE(\hat{\theta}) > 80^{\circ}$.

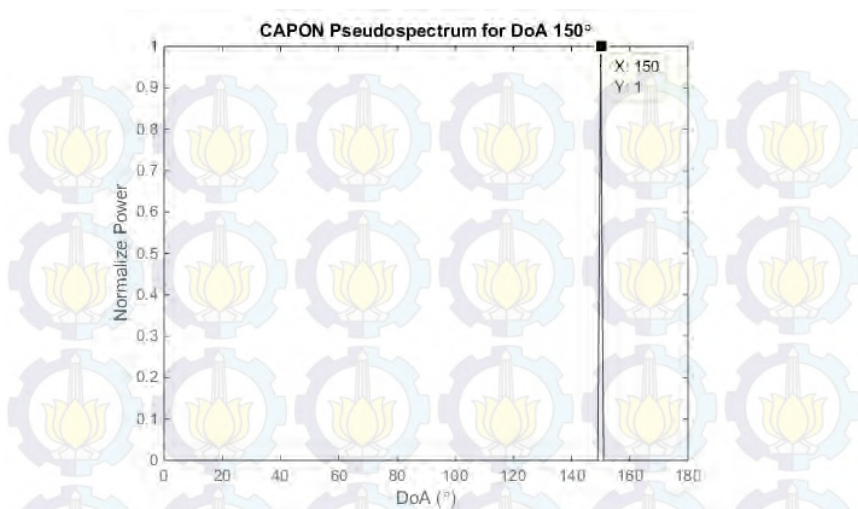
Logika bahwa jika dua buah sinyal berasal dari arah yang sama, maka ke-duanya akan dalam kondisi saling menjumlahkan dan dideteksi sebagai satu sumber sinyal juga berlaku pada estimasi algoritma ESPRIT. Terbukti pada Gambar 4.14 dengan sudut $\hat{\theta}_{1,2} = 150^{\circ}$, hanya terdeteksi satu sumber sinyal dan akurasi DoA mencapai $\hat{\theta} \pm 0^{\circ}$.



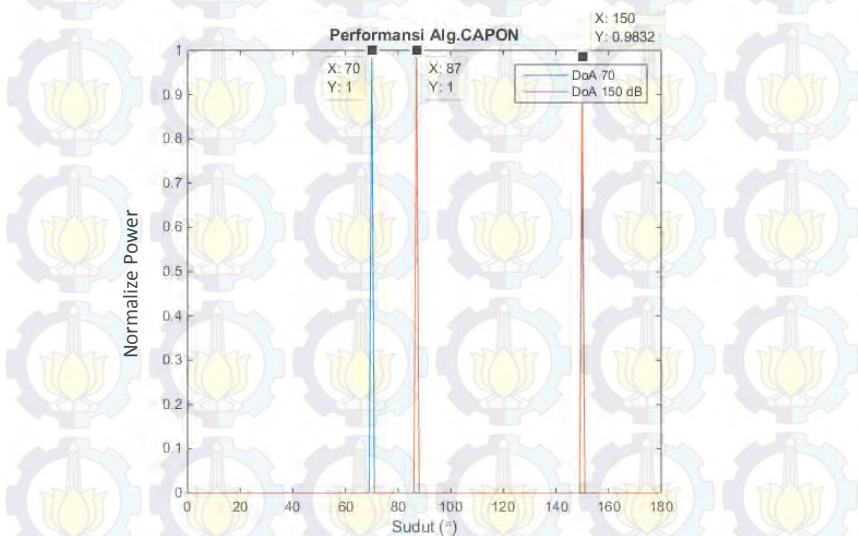
Gambar 4.12 Performansi algoritma ESPRIT di seluruh sudut azimuth.



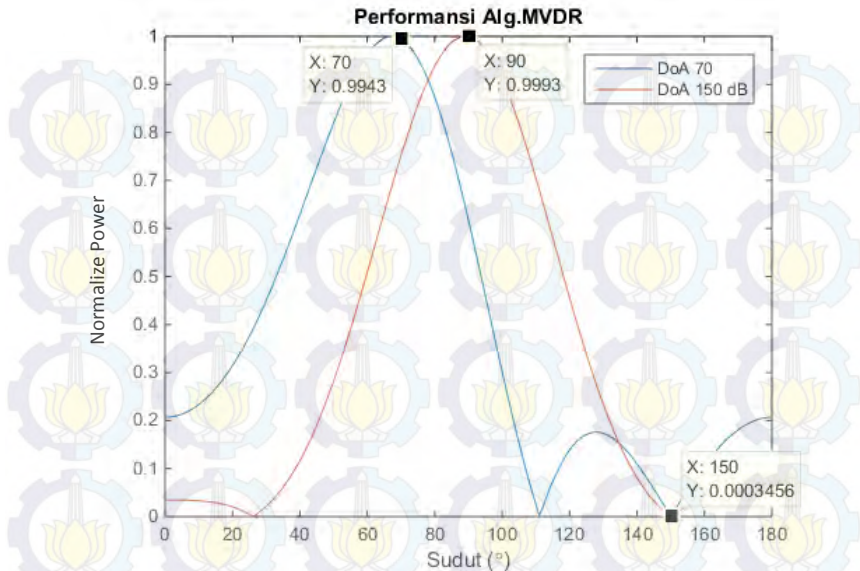
Gambar 4.13 Performansi algoritma MVDR di seluruh sudut azimuth.



Gambar 4.14 CAPON Pseudospectrum dengan DoA hasil estimasi ESPRIT untuk 2 sumber sinyal dari arah yang sama



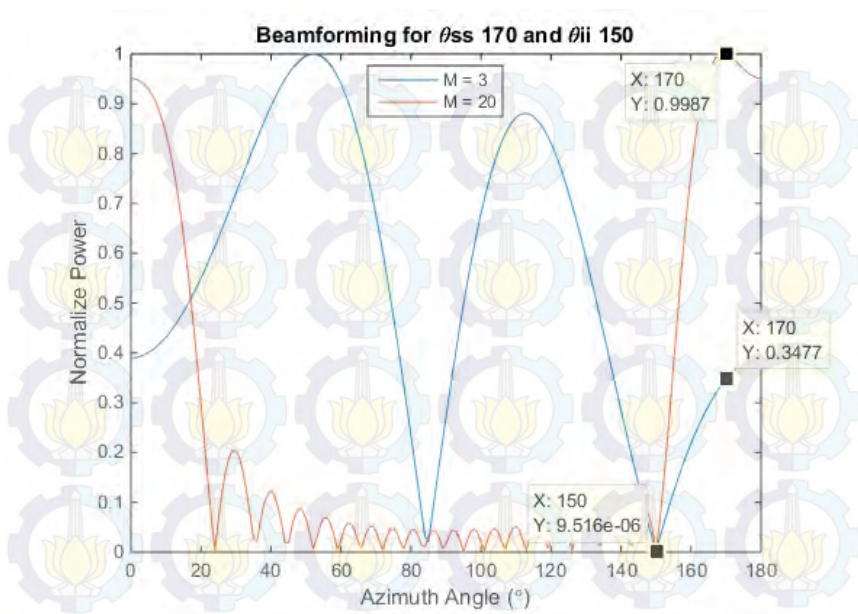
Gambar 4.15 Plot CAPON Pseudospectrum 2 sumber sinyal dengan referensi DoA hasil estimasi algoritma ESPRIT.



Gambar 4.16 Plot estimasi MVDR-*beamforming* pada berbagai sudut *azimuth* (N=2)

4.2.3 Analisis Pengaruh Jumlah Elemen Array

Berdasarkan data hasil simulasi pada Gambar 4.13, terlihat bahwa kesalahan estimasi algoritma MVDR semakin tinggi ketika DoA bergeser ke arah *end-fire*. Kondisi ini disebabkan oleh penggunaan elemen array di penerima yang hanya berjumlah tiga elemen. Penggunaan tiga elemen array menghasilkan *main beam* yang besar. Besarnya *main beam* yang dihasilkan oleh tiga elemen array inilah yang menyebabkan tingginya kesalahan estimasi MVDR pada DoA $\hat{\theta} < 50^\circ$ dan $\hat{\theta} > 110^\circ$, sehingga MVDR tidak mampu mengarahkan *beam*-nya di sekitar sudut *end-fire*. *Beam* yang besar juga menyebabkan kesalahan estimasi MVDR ketika ke-dua DoA yang dideteksi berada pada sudut yang terlalu dekat. Berdasarkan hasil simulasi yang ditunjukkan melalui Gambar 4.17, jika jumlah elemen bertambah, maka performansi MVDR juga menjadi lebih baik. Keseluruhan hasil simulasi sistem dirangkum pada Tabel 4.1



Gambar 4.17 Performansi MVDR pada jumlah elemen array yang berbeda.

Tabel 4.1 Hasil simulasi algoritma sistem *smart antenna*

Algoritma	Parameter	Hasil Simulasi
Performansi algoritma pada variasi nilai SNR (simulasi θ_{ss} 60° dan θ_{ii} 150°)	ESPRIT (Estimasi DoA)	$RMSE(\hat{\theta}) \pm 0^\circ$ untuk $SNR \geq 13$ dB
	MVDR (Beamforming)	<ul style="list-style-type: none"> posisi <i>main beam</i> di arah $\hat{\theta}_{ss}$: $RMSE(\hat{\theta}_{ss}) \pm 2^\circ$ $SNR \geq 0$ dB <i>error</i> akurasi <i>nulling</i> arah <i>interferer</i> $\hat{\theta}_{ii}$ 0% untuk $SNR \geq 6$ dB

Algoritma	Parameter	Hasil Simulasi
Performansi algoritma di seluruh sudut azimuth (SNR 20 dB)	ESPRIT (Estimasi DoA)	$RMSE(\hat{\theta}) < 2^0$; kecuali di sekitar sudut <i>end fire</i> 0^0 , 170^0 , dan 180^0 .
	MVDR (Beamforming)	posisi <i>main beam</i> di arah $\hat{\theta}_{ss}$: <ul style="list-style-type: none"> • $1^0 \leq RMSE(\hat{\theta}) \leq 8^0$ pada DoA $50^0 \leq \hat{\theta} \leq 110^0$; • $12,9^0 < RMSE(\hat{\theta}) < 127,8^0$ pada DoA $\hat{\theta} < 50^0$ dan $\hat{\theta} > 110^0$

Berdasarkan Tabel 4.1, dapat disimpulkan bahwa hasil simulasi ESPRIT maupun MVDR optimal, di mana nilai $RMSE(\hat{\theta}) = 0^0$ ketika SNR sistem sebesar 13 dB. Nilai 13 dB ini berarti, daya sinyal yang diinginkan bernilai lebih besar atau sama dengan 20 kali dari daya *noise*, sehingga jika sinyal yang diterima sebesar -38.00 dBm maka daya *noise* terbesar yang dapat ditoleransi sistem sebesar -51.00 dBm.

4.3 Parameter Pengukuran

Pengukuran sistem *smart antenna* dilakukan berdasarkan referensi [21]. Tabel 4.2 menunjukkan parameter baku untuk digunakan di setiap pengukuran.

Tabel 4.2 Parameter standar pengukuran.

Parameter	Nilai	Satuan
Program Pengirim		
Frekuensi kerja	2,4	GHz
Frekuensi <i>sampling</i> *	1M	S/dt
Penguatan USRP pengirim	10	dB
Panjang bit PN-sequence	127	bit
Periode PN per frame	10	periode
Program Referensi Pengirim		
Frekuensi kerja	2,4	GHz
Frekuensi sinyal <i>tone</i>	10	KHz

Parameter	Nilai	Satuan
IQ-rate	1	MS/dt
Penguatan USRP	10	dB
Program Penerima		
Jumlah elemen array	3	elemen
Penguatan penerima	30	dB
Frekuensi kerja	2,4	GHz
Frekuensi <i>sampling</i> *	1M	S/dt
Jumlah pencuplikan data per frame	100.000	data/frame
Jumlah pencuplikan data per estimasi	1.000	data/estimasi
Batas pengambilan data dalam satu frame	10	detik

*Satuan S/dt atau sample/detik merupakan satuan standar untuk frekuensi sampling pada perangkat lunak LABVIEW yang merujuk juga pada istilah sample rate.

4.4 Analisis Pantulan

Pada sub-bab 4.2.1 telah dibahas bahwa simulasi algoritma ESPRIT dan MVDR membutuhkan nilai SNR terendah sebesar -7 dB agar target akurasi estimasi DoA sebesar $\hat{\theta} \pm 10^0$ terpenuhi. Ketika SNR bernilai -7 dB, maka daya noise akan bernilai lima kali lebih besar daripada daya sinyal yang diterima. Analisis pantulan dilakukan untuk memperhitungkan besarnya daya sinyal pantul, yang dikategorikan sebagai *noise*, yang kemungkinan diterima oleh sistem pada ke-empat lokasi pengukuran, baik di lokasi A, B, C, maupun D.

Daya pancar ERP dari pengirim adalah sebesar 1,795 dBm dan daya terima dari lintasan terukur sebesar -38,00 dBm, besarnya estimasi daya sinyal pantul terbesar yang diakibatkan oleh obyek pemantul terdekat dengan area pengukuran ditunjukkan melalui Tabel 4.3.

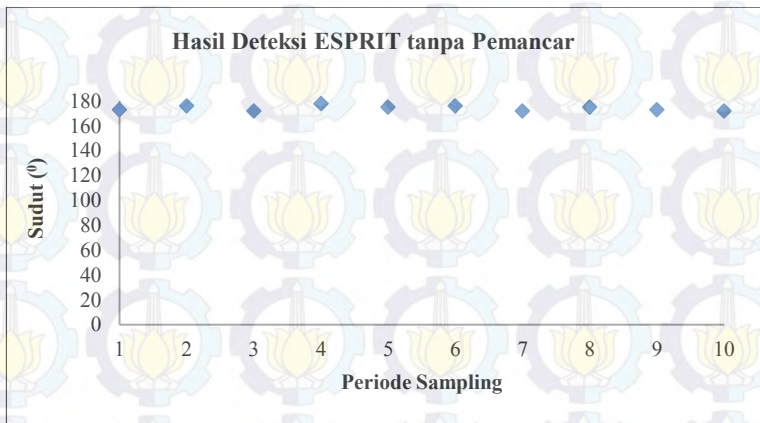
Tabel 4.3 Estimasi daya sinyal pantul pada seluruh lokasi pengukuran

Lokasi	Jarak Lintasan Pantulan	Estimasi Daya Sinyal Pantul
Lokasi A	2,6 m	-43,5 dBm
Lokasi B	6 m	-56,08 dBm
Lokasi C	47 m	-68,69 dBm
Lokasi D	61 m	-70,96 dBm

Walaupun hasil estimasi Tabel 4.3 tidak mencapai lima kali daya sinyal dari lintasan langsung, namun seluruh daya sinyal pantul pada semua lokasi masih berada pada jangkauan sensitivitas USRP -100 dBm. Berdasarkan kondisi ini, dapat dipastikan bahwa performansi sistem akan cukup terpengaruh dengan adanya sinyal pantul.

4.5 Hasil Pengukuran

Pengukuran yang dilakukan pada lokasi A, B, C, dan D memberikan hasil kualitas sistem yang beragam. Efek propagasi gelombang elektromagnetik dan pengaruh sinkronisasi fase antar elemen array dianggap menjadi penyebab beragamnya hasil pengukuran. Pengamatan karakteristik algoritma jika program penerima di jalankan dalam kondisi program pengirim non-aktif atau penerima bekerja tanpa adanya sinyal dari pengirim menunjukkan bahwa ESPRIT menghasilkan DoA yang konstan di sekitar 170^0 .



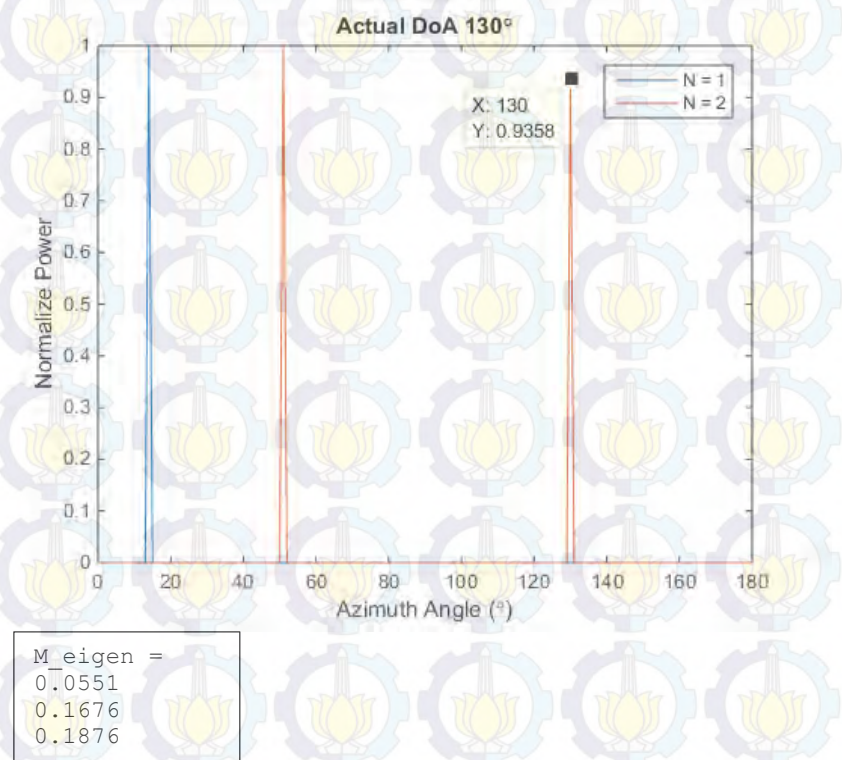
Gambar 4.18 Hasil deteksi ESPRIT tanpa pemancar

4.5.1 Hasil Pengukuran Lokasi A

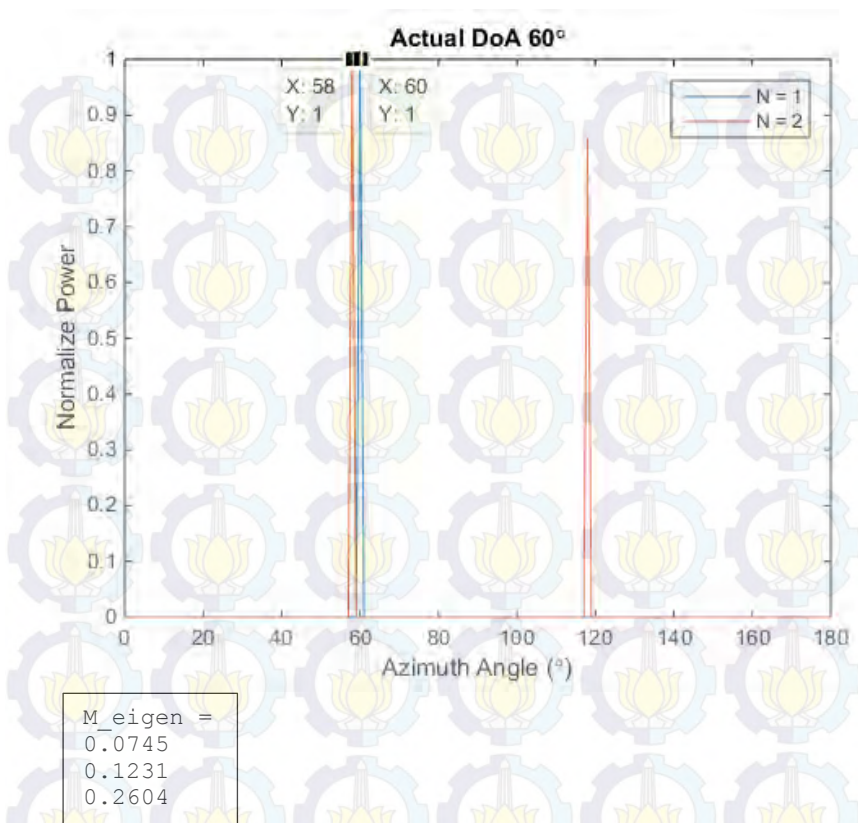
Pengukuran lokasi A dimulai dengan mengatur parameter pengirim, referensi pengirim, dan penerima sesuai dengan parameter standar pada Tabel 4.2. Berdasarkan Analisis *eigenvalue*, di setiap sudut pengamatan rata-rata mengandung nilai *eigenvalue* sebesar $0,0x$; $0,1x$, dan $0,2x$. Estimasi jumlah sumber sinyal awalnya didasarkan pada nilai *eigenvalue* terbesar yang diberlakukan di semua sudut yang di Analisis, sehingga nilai \hat{K} diatur sebesar 0,2 dan sumber sinyal yang terdeteksi

hanya satu sumber sinyal. Memang benar bahwa pengukuran hanya menggunakan satu sumber sinyal, namun kemudian Analisis $RMSE(\hat{\theta})$ menghasilkan nilai yang cukup tinggi mencapai 124^0 pada sudut 40^0 .

Batas nilai \hat{K} kemudian diturunkan menjadi 0,1 sehingga hampir di seluruh sudut pengamatan sistem selalu mendeteksi dua buah sumber sinyal. Perubahan nilai \hat{K} ternyata cukup berpengaruh terhadap hasil performansi sistem. Jika sistem diberikan kesempatan untuk mendeteksi dua sumber sinyal, walaupun kenyataannya hanya ada satu pemancar sehingga DoA dari gelombang pantul juga diperhitungkan,, kemungkinan sinyal dengan DoA yang sebenarnya masih tetap dapat terdeteksi walaupun DoA tersebut bukan berada pada puncak tertinggi pada plot *pseudospectrum*.



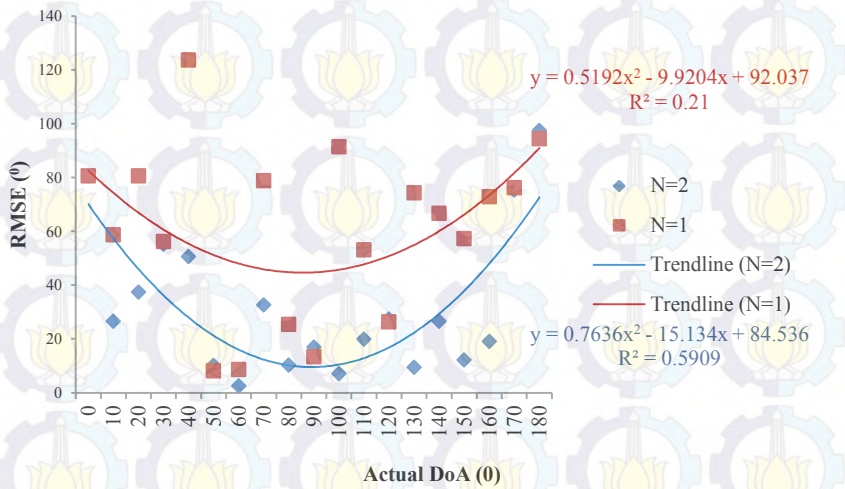
Gambar 4.19 Hasil deteksi DoA pada kondisi jumlah sinyal yang terdeteksi berbeda ($\theta_{ss}=130^0$)



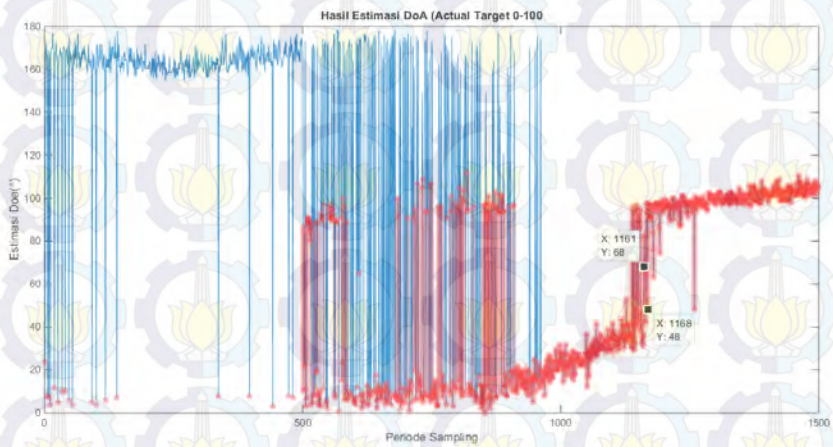
Gambar 4.20 Perbandingan hasil deteksi DoA pada kondisi jumlah sinyal yang terdeteksi berbeda ($\theta_{ss}=60^\circ$).

Hasil deteksi yang belum mampu memenuhi batas akurasi sistem ($\hat{\theta} \pm 10^\circ$) menjadi penyebab penambahan perangkat amplifier pada lokasi A. Alasan penggunaan amplifier adalah kekhawatiran bahwa daya noise di penerima jauh lebih besar daripada daya sinyal hingga menyebabkan SNR di penerima tidak mencapai syarat minimum akurasi algoritma ESPRIT sebesar -7 dB (lihat sub-bab 4.2.1). Hasil dari penambahan amplifier pada deteksi DoA dapat dilihat pada Gambar 4.22

RMSE(θ_{ss}) Tanpa Amplifier

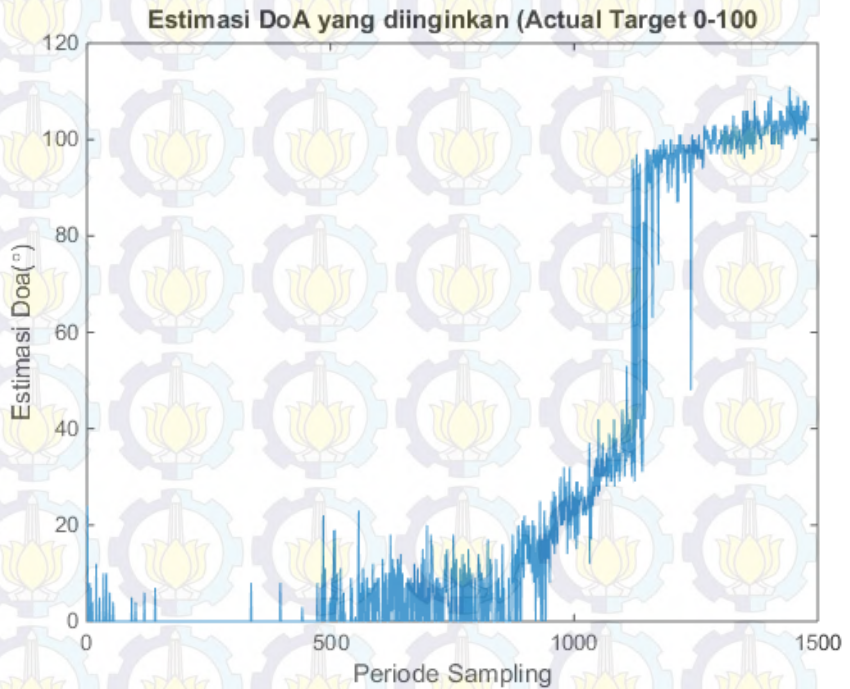


Gambar 4.21 Hasil pengukuran lokasi A.



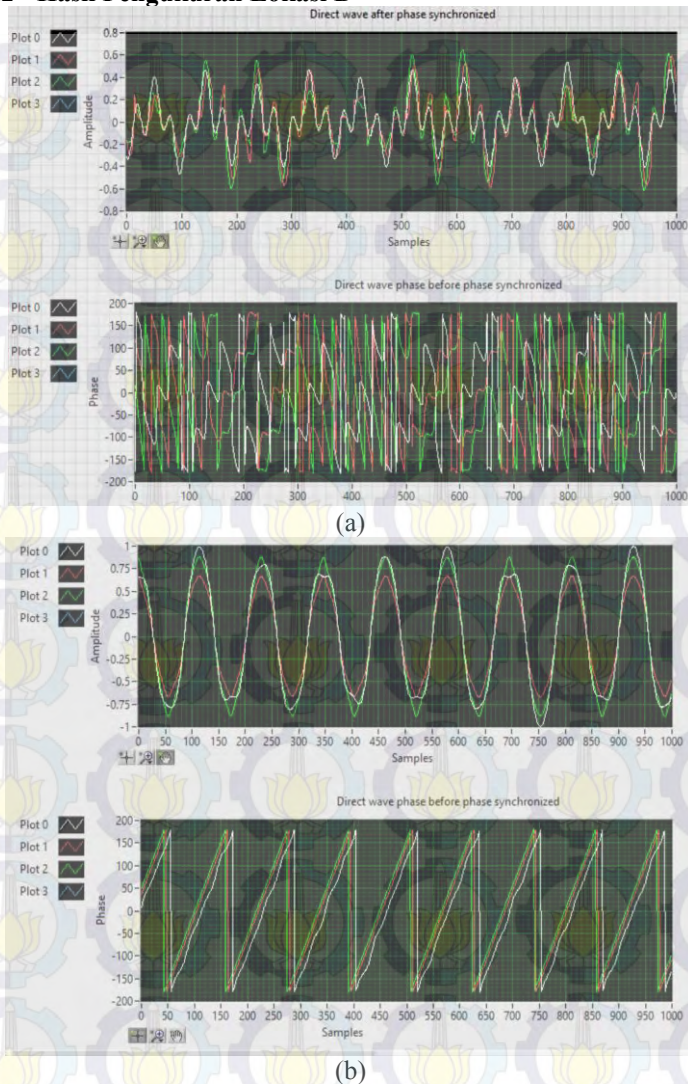
Gambar 4.22 Hasil pengukuran lokasi A, arah kedatangan sinyal θ_{ss} bergerak dari sudut 0° hingga 100° .

Gambar 4.22 menunjukkan estimasi DoA yang merupakan hasil dari pengukuran lokasi A. Perangkat amplifier dengan penguatan sebesar 5 Watt digunakan pada pengukuran tersebut dan dipasang pada sisi pemancar tepat di belakang antenna pemancar. Sedangkan pada Gambar 4.23 merupakan hasil estimasi DoA jika hanya diambil sudut-sudut yang termasuk dalam kategori sesuai dengan posisi pengirim sebenarnya.



Gambar 4.23 Hasil estimasi DoA yang sesuai dengan posisi pengirim yang sebenarnya.

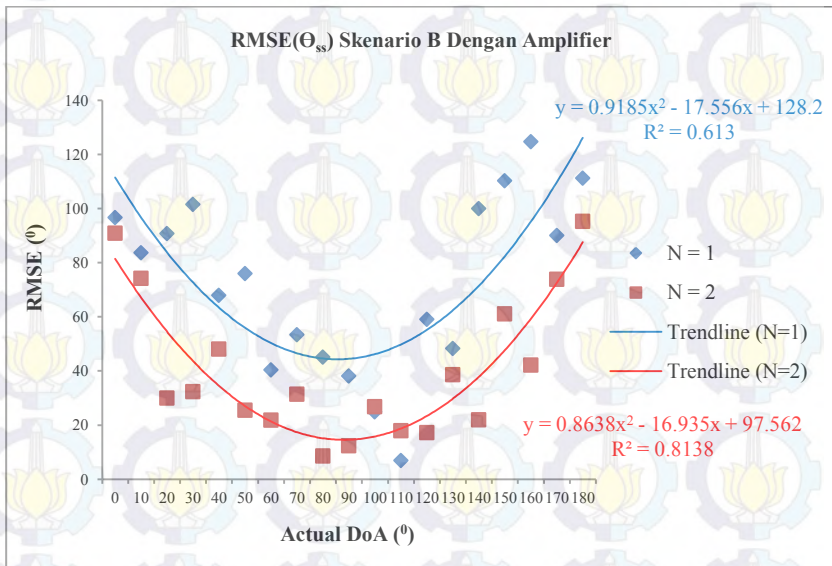
4.5.2 Hasil Pengukuran Lokasi B



Gambar 4.24 Hasil sinkronisasi fase (a) dengan amplifer dan (b) tanpa amplifer pada konfigurasi pengukuran lokasi B.

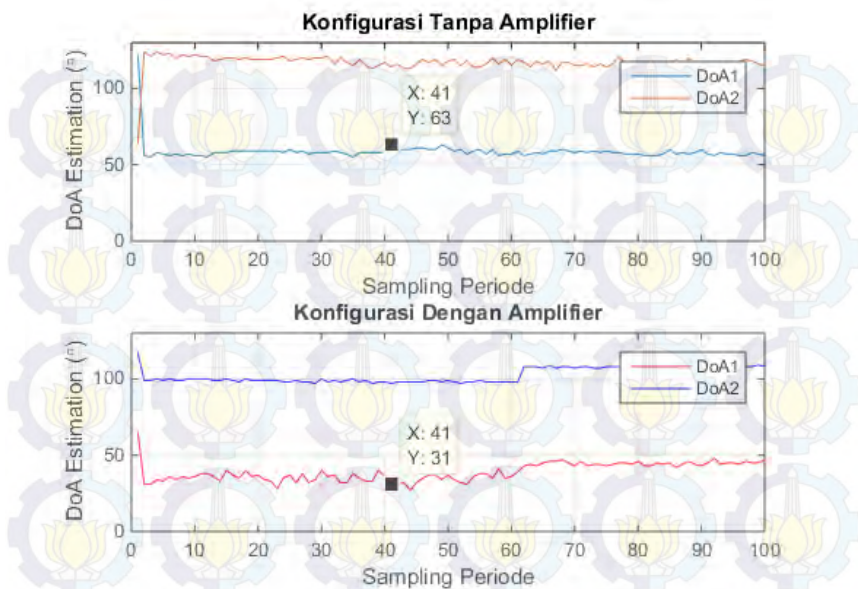
Pada awal pengukuran lokasi B, daya pengirim dikuatkan dengan amplifier 5 watt. Hasil yang sangat berbeda diperoleh jika dibandingkan ketika amplifier digunakan pada lokasi A. Daya pengirim yang terlalu besar menyebabkan sinkronisasi fase yang buruk sehingga deteksi DoA juga menjadi tidak maksimal.

Pengukuran pada lokasi B kembali menggunakan cara Analisis yang sama seperti pada lokasi A, yaitu mengatur nilai K sedemikian hingga terdapat dua buah *eigenvalue* yang masuk dalam kategori bernilai besar, sehingga sistem akan mengenali dua buah sumber sinyal. Hasil pengukuran lokasi B ditunjukkan melalui Gambar 4.25.

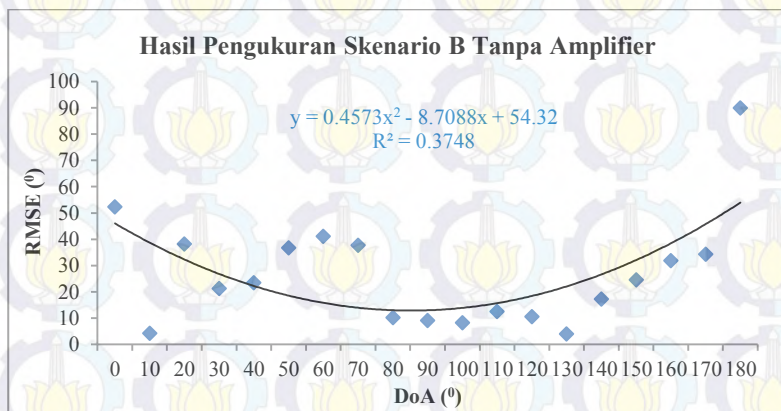


Gambar 4.25 Hasil pengukuran lokasi B.

Data yang digunakan sebagai pembandingan hasil estimasi tanpa amplifier merupakan data hasil pengukuran dari lokasi A. Berdasarkan Gambar 4.26 terlihat bahwa performansi sistem dalam memperhitungkan DoA di sudut 60° justru lebih baik jika tanpa amplifier. Hasil inilah yang kemudian mendasari dihilangkannya kembali amplifier dari pengukuran untuk lokasi C. Data hasil pengukuran pada lokasi B tanpa menggunakan amplifier ditampilkan melalui Gambar 4.27.



Gambar 4.26 Perbandingan estimasi DoA 60° dengan dan tanpa amplifier.

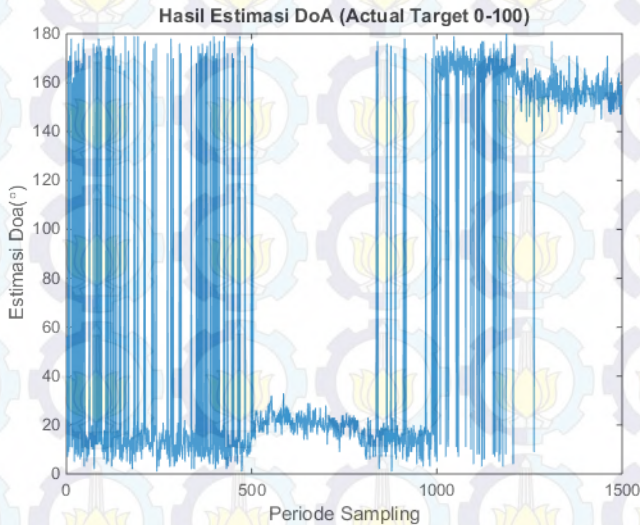


Gambar 4.27 Data pengukuran lokasi B tanpa amplifier

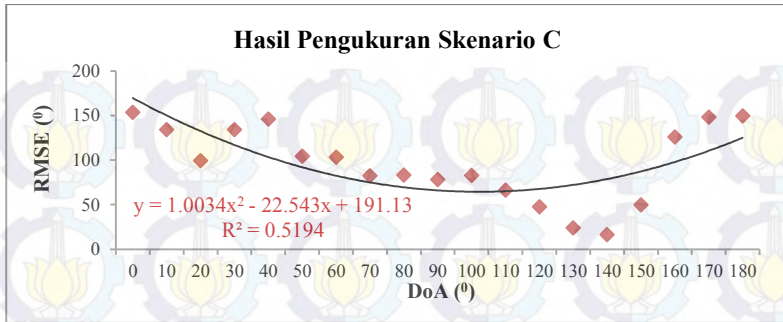
4.5.3 Hasil Pengukuran Lokasi C

Pengukuran pada lokasi C dilakukan di lapangan Taman Alumni ITS. Lokasi pengukuran yang jauh lebih luas dibandingkan dengan dua lokasi sebelumnya diharapkan dapat memperkecil faktor-faktor penyebab kesalahan estimasi sudut seperti pantulan dan efek gangguan interferensi dari sinyal WiFi.

Pengukuran pertama pada lokasi C dilakukan sebanyak dua kali. Hasil pengukuran pertama ditampilkan melalui Gambar 4.28. Pada pengukuran ini, pemancar bergerak mulai dari sudut 0^0 hingga 100^0 . Pada pengukuran ke dua, pemancar bergerak di sepanjang sudut *azimuth* mulai dari 0^0 hingga 180^0 dan di setiap perubahan sudut 10^0 dilakukan Analisis akurasi estimasi DoA menggunakan metode RMSE. Pengukuran ke dua menghasilkan rata-rata kesalahan estimasi terendah sebesar $\hat{\theta} \pm 16^0$ pada sudut 140^0 dan rata-rata kesalahan estimasi terendah sebesar $\hat{\theta} \pm 153^0$ pada sudut 0^0 . Rata-rata kesalahan estimasi untuk seluruh sudut pengamatan pada lokasi C mencapai 96^0 . Data Analisis pengukuran ke dua untuk lokasi C ditampilkan pada.



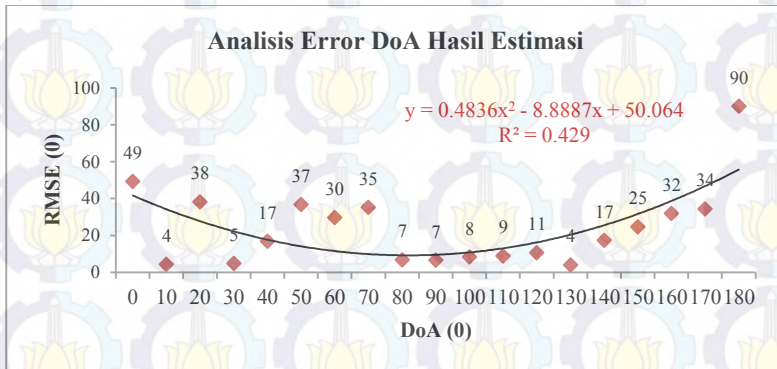
Gambar 4.28 Estimasi DoA menggunakan data pengukuran lokasi C.



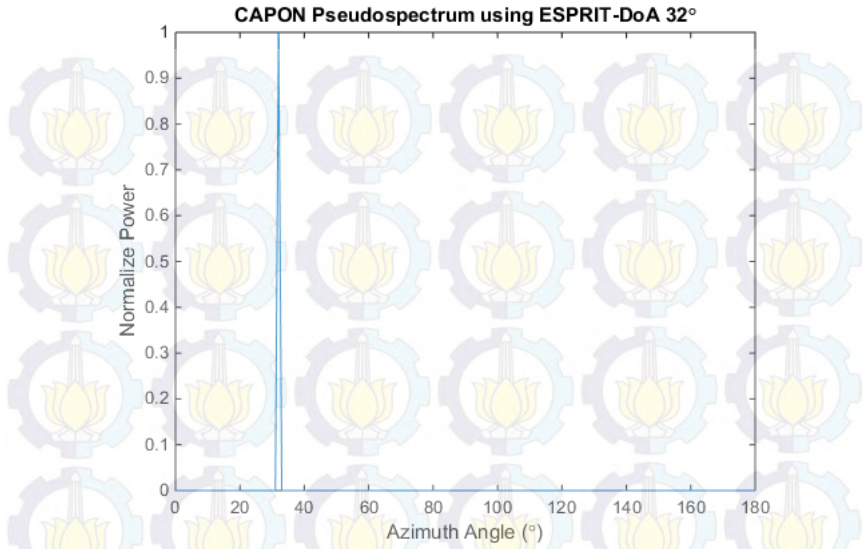
Gambar 4.29 Hasil pengukuran lokasi C.

4.5.4 Hasil Pengukuran Lokasi D

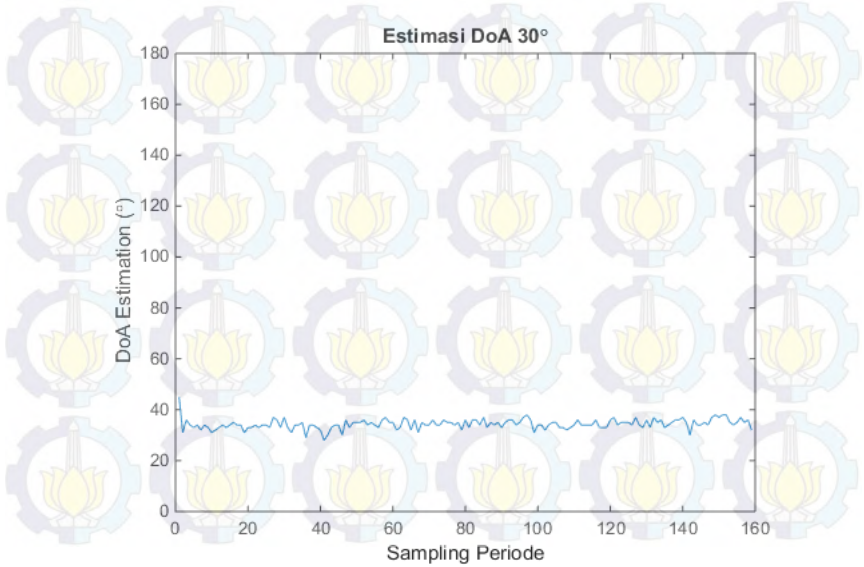
Pengukuran lokasi D dilakukan di area parkir kompleks olahraga Stadion ITS. Lokasi pengukuran memiliki luas area terbuka sebesar 70m x 100 m dan interferensi *access point* sinyal WiFi terdekat hanya terdeteksi satu *access point* yang berada pada area gedung SAC dengan jarak lebih dari 100m dari area pengukuran. Pengukuran lokasi D pada kondisi lingkungan terbuka yang lebih luas dilakukan untuk meminimalisir efek pantulan oleh tembok gedung maupun interferensi dari sinyal WiFi. Hasil deteksi DoA di setiap sudut pengamatan ditampilkan melalui Gambar 4.30.



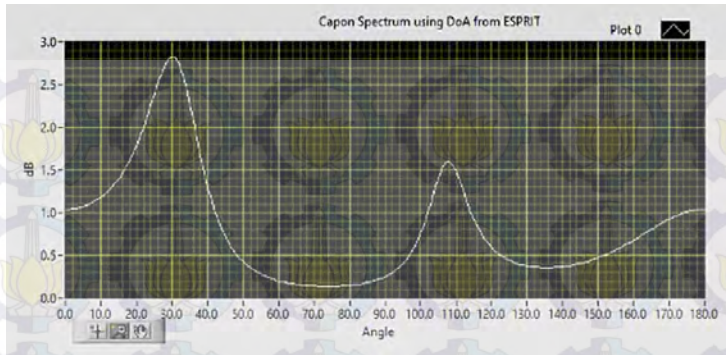
Gambar 4.30 Analisis RMSE terhadap estimasi DoA hasil pengukuran lokasi C.



Gambar 4.31 Contoh hasil estimasi DoA untuk sudut 30^0 .



Gambar 4.32 Hasil estimasi DoA untuk pemancar di sudut 30^0 .

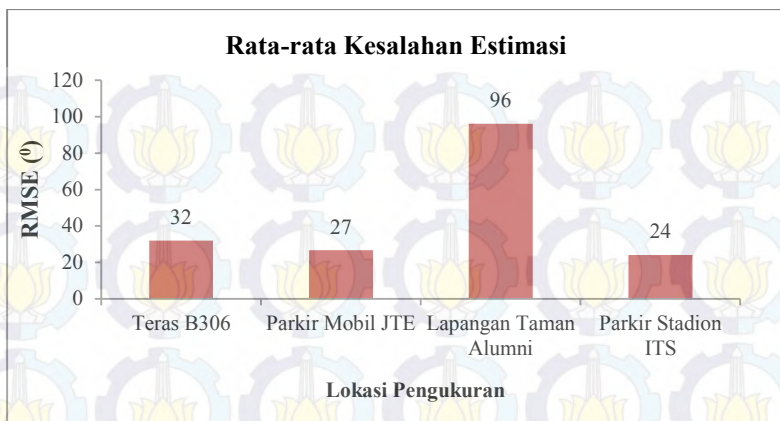


Gambar 4.33 Grafik hasil estimasi DoA 30^0 *real time*.

4.6 Perbandingan Data Hasil Pengukuran

Data pengukuran yang diolah berdasarkan nilai $RMSE(\hat{\theta})$ rata-rata kesalahan estimasi di sepanjang sudut pengamatan, seperti tercantum pada Gambar 4.21 untuk lokasi A, Gambar 4.27 untuk lokasi B, Gambar 4.29 untuk lokasi C, dan Gambar 4.30 untuk lokasi D, digunakan untuk mencari rata-rata akurasi sistem *smart antenna* hasil perancangan. Semakin besar nilai $RMSE(\hat{\theta})$ berarti akurasi sistem menjadi semakin rendah. Perbandingan dari ke empat data ini menghasilkan rata-rata akurasi estimasi sistem sebesar $44,7^0$ akibat terlalu besarnya nilai rata-rata $RMSE(\hat{\theta})$ hasil estimasi DoA dari lokasi C. Perbandingan kesalahan estimasi DoA di seluruh lokasi pengukuran ditunjukkan melalui Gambar 4.34.

Pengujian sistem dilakukan pada berbagai lokasi pengukuran dengan kondisi lingkungan pemantul dan jumlah sinyal *interferer* WiFi yang berbeda-beda. Lokasi A hingga D secara berurutan memiliki area terbuka yang semakin luas dan jumlah *access point* sinyal WiFi yang semakin sedikit. Berdasarkan data pada Gambar 4.34, jumlah gelombang pantul di penerima mempengaruhi hasil estimasi DoA. Semakin luas area pengukuran, yang berarti jumlah obyek pemantul dan gelombang pantul semakin sedikit kesalahan estimasi menjadi semakin rendah. Obyek pemantul pada lokasi C berupa obyek bergerak (mobil, motor) sehingga kesalahan estimasi DoA membesar dimungkinkan akibat sinyal yang memantul dari obyek bergerak.



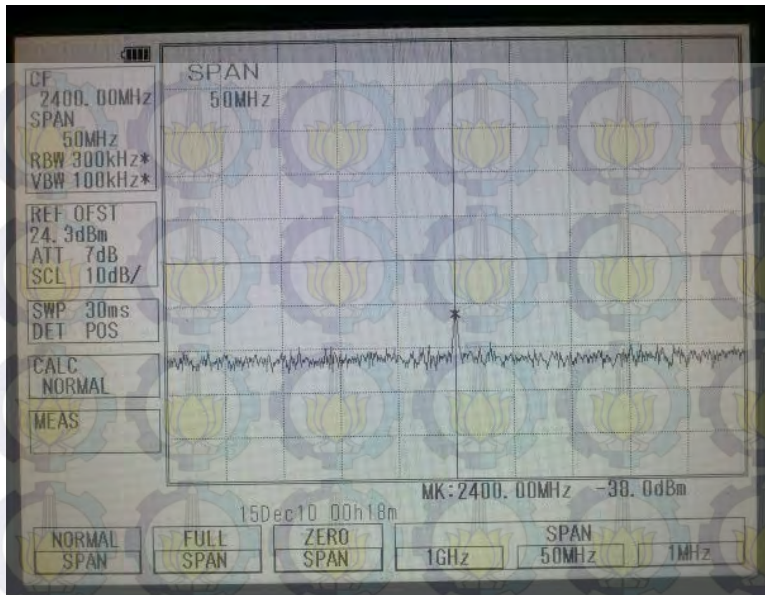
Gambar 4.34 Rata-rata kesalahan DoA hasil estimasi seluruh pengukuran

4.7 Analisis SNR Hasil Pengukuran

Nilai SNR selama proses pengukuran di Analisis dengan menggunakan daya terima yang muncul pada alat ukur *spectrum analyzer*.

Tabel 4.4 Analisis SNR pada waktu pengukuran

Perangkat	Parameter	Numerik	Satuan	dB	Satuan
Antena	N	1.66E-13	-	-127.81	dB
	k	1.38E-23	W/ ⁰ K.Hz	-228.60	dBW/ ⁰ K.Hz
	T	302.00	⁰ K	24.8	-
	B	40000000	Hz	76.02	-
	Pr	1.58E-04	mWatt	-38.00	dBm
	Loss jumper	-	-	0.89	dB
	SNRi	7.8E+05	-	58.92	dB
	Si	1.58E-07	Watt	-68.00	dBW
USRP	G ₁	1000.00	-	30.00	dB
	F ₁	5.01	-	7.00	dB
	SNRo	1.91E+05	-	51.92	dB

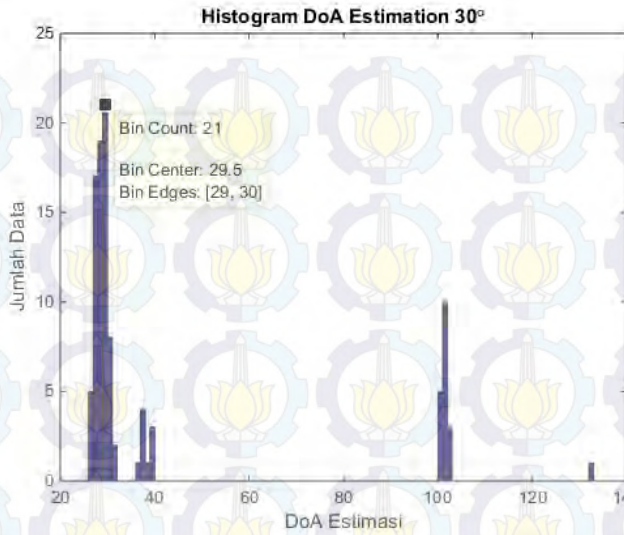


Gambar 4.35 Daya terima antenna yang terukur dari *spectrum analyzer*.

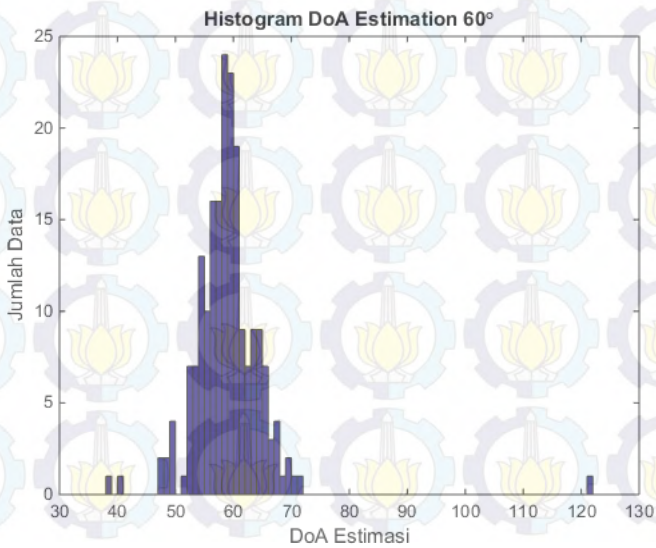
4.8 Analisis Histogram DoA Hasil Pengukuran

Pengamatan terhadap Analisis histogram dari DoA hasil pengukuran dilakukan dengan alasan buruknya akurasi DoA setelah diimplementasikan ke USRP. Analisis dilakukan terhadap empat sudut DoA, yaitu pada sudut 30° , 60° , 90° , dan 110° . Sudut-sudut tersebut dianggap dapat mewakili karakteristik estimasi sistem di seluruh sudut *azimuth* 0° hingga 180° .

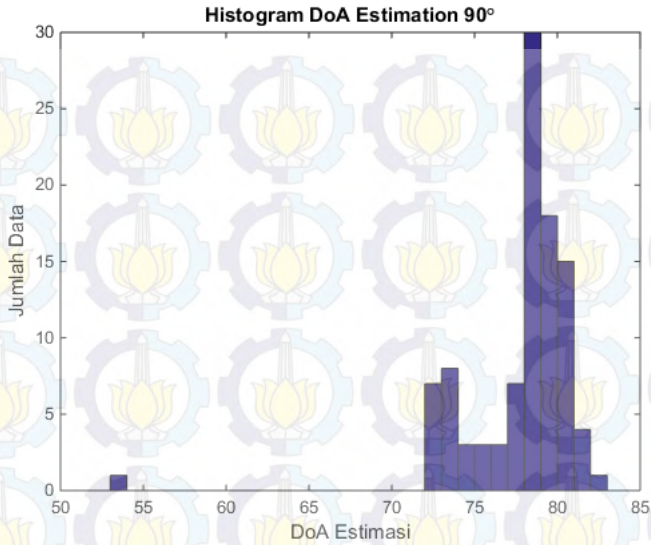
Pada umumnya, data-data estimasi sudut yang menyatakan arah kedatangan sinyal membentuk histogram yang mendekati kondisi kurva berdistribusi gaussian. Jika distribusi histogram hasil estimasi berbentuk gaussian, maka munculnya simpangan error dapat diAnalisis kemungkinannya terjadi akibat faktor noise yang mengganggu hasil estimasi di sekitar arah kedatangan sinyal yang sebenarnya. Pada Gambar 4.38 dan Gambar 4.39, *mean* atau nilai tengah dari kurva tidak tepat berada pada sudut aktual DoA. Analisis dari kondisi ini adalah kemungkinan peletakan posisi pemancar yang memang tidak tepat berada pada sudut 90° ataupun 110° .



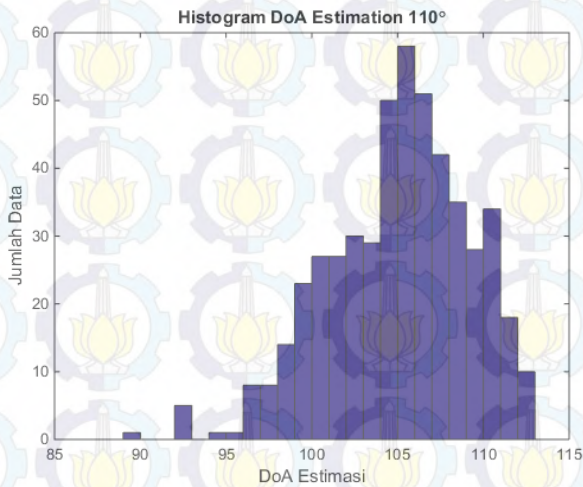
Gambar 4.36 Histogram DoA Estimasi 30°



Gambar 4.37 Histogram DoA Estimasi 60°



Gambar 4.38 Histogram DoA Estimasi 90^0



Gambar 4.39 Histogram DoA Estimasi 110^0

Khusus pada Gambar 4.38, histogram pada gambar tersebut tidak dapat dikatakan berdistribusi gaussian akibat terlalu rendahnya jumlah data pada persebaran data di sisi kiri dari *mean*. Persebaran data hasil estimasi sudut 90^0 terlihat acak tidak beraturan. Kemungkinan penyebab hasil estimasi yang acak ini adalah kurang sinkron-nya fase antar elemen USRP. Analisis ini didasarkan pada contoh kasus yang dipublikasikan melalui [21], disebutkan bahwa sebelum dilakukan sinkronisasi fase antar USRP, error estimasi DoA menggunakan algoritma *MUltiple Signal Classification* (MUSIC) mencapai 8^0 dan setelah dilakukan sinkronisasi error berkurang hingga 2^0 . Simpangan error sebesar $2^0 - 8^0$ tersebut diperoleh dengan pengukuran di dalam *anechoic chamber*, standar ruangan untuk pengukuran antenna maupun sistem komunikasi nirkabel, sehingga variabel bebas seperti degradasi sinyal akibat pantulan dan interferensi tidak akan mengganggu proses pengukuran. Jika pada penelitian ini pengukuran dilakukan pada ruangan terbuka dengan pengaruh sinyal pantul dan interferensi yang tidak mampu dihilangkan, maka kemungkinan pergeseran fase maupun *gain* yang lebih besar sehingga tidak dapat secara sempurna diatasi oleh algoritma sinkronisasi fase dapat diAnalisis sebagai penyebab acaknya persebaran estimasi DoA di sudut 90^0 pada khususnya, dan kurang akuratnya deteksi DoA pada seluruh sudut *azimuth* pada umumnya.

Data pencilan yang muncul pada histogram di seluruh sudut estimasi diAnalisis sebagai data transien ketika algoritma melakukan estimasi periode sampling pertama kali.

4.9 Sintesis

Hasil dari seluruh Analisis mulai dari sub-bab 4.1 sampai dengan sub-bab 4.8 dapat digunakan sebagai materi yang menjawab rumusan masalah pada sub-bab 1.2 dengan deskripsi penjelasan sebagai berikut.

Permasalahan desain algoritma ESPRIT maupun MVDR untuk array 1×3 dimulai dengan deskripsi kebutuhan dasar dari algoritma ESPRIT. Algoritma ESPRIT maupun algoritma TLS-ESPRIT membutuhkan pembagian array menjadi sub-array dengan karakteristik elemen antenna yang identik pada masing-masing sub-array, baik itu jenis antenna yang digunakan, jarak antar elemen, dan tentu saja adalah jumlah antenna yang dipergunakan. Pembagian elemen array menjadi dua sub-array menyebabkan jumlah elemen pada masing-masing sub-array berkurang dan muncul kekhawatiran mengenai kemampuan algoritma ESPRIT dalam mendeteksi jumlah sinyal datang terbatas pada $N < M-1$

dimana N merupakan jumlah sumber sinyal dan M merupakan jumlah elemen array. Namun berdasarkan hasil simulasi pada sub-bab 4.2 membuktikan bahwa kemampuan deteksi sinyal ESPRIT tergantung pada $N < M$ sehingga pada konfigurasi array 1×3 (1-pengirim dan 3-penerima) ESPRIT masih mampu mengenali dua sumber sinyal dengan catatan jarak antar sinyal berbeda sudut minimal 30° dan toleransi error $\hat{\theta} < 10^\circ$ pada SNR 20 dB. Jika diinginkan selisih sudut kedatangan antar sinyal kurang dari itu, maka perlu dilakukan penambahan jumlah elemen array.

Desain algoritma ESPRIT pada array 1×3 mengikuti setiap langkah perancangan yang disusun oleh Roy, Kailath melalui [3]. Penyesuaian dilakukan dalam mencari operator rotasi matrik *subspace* $\bar{\Psi}$ hingga pada akhirnya penulis menggunakan algoritma TLS-ESPRIT untuk diimplementasikan pada perancangan sistem *smart antenna*, khususnya blok pencarian DoA. Alasan penggunaan algoritma TLS-ESPRIT karena komponen sinyal *subspace* \bar{E}_1 maupun \bar{E}_2 dapat dipastikan akan terpengaruh oleh noise ketika diimplementasikan pada perangkat keras dan menurut referensi [2], [3], dan [7] pada kondisi \bar{E}_1 maupun \bar{E}_2 dipengaruhi *noise*, algoritma TLS-ESPRIT lebih disarankan untuk digunakan.

Selanjutnya DoA yang telah diestimasi oleh algoritma TLS-ESPRIT digunakan sebagai parameter masukan algoritma MVDR. Sudut DoA digunakan untuk desain *steering vector* sinyal yang diinginkan maupun sinyal *interferer* sehingga algoritma MVDR dapat membentuk matrik \bar{w}_{MV} yang merupakan nilai pengali sinyal terima pada setiap elemen array agar pola radiasi antena array dapat berubah sesuai dengan arah DoA.

Geometri ULA $N \times M$ berpengaruh pada dimensi setiap matrik yang digunakan pada seluruh rangkaian algoritma. Pengaturan dimensi matrik dirancang bergantung pada variabel M, N , dan L , di mana M merupakan jumlah elemen, N merupakan jumlah sumber sinyal, dan L merupakan jumlah *sampling* sinyal. Dengan mengikuti alur perancangan algoritma sesuai dengan ref-[2], [3], dan [7] tidak hanya array 1×3 , algoritma TLS-ESPRIT maupun MVDR pada program simulasi yang dihasilkan mampu melakukan estimasi DoA maupun *beamforming* pada berbagai dimensi ULA.

Analisis kinerja algoritma ESPRIT didasarkan pada akurasi estimasi DoA yang dianalisis menggunakan metode $RMSE(\hat{\theta})$ dan hasil

analisis dinyatakan dalam bentuk $\hat{\theta} \pm \text{simpangan error}$. Sedangkan untuk algoritma MVDR, analisis akurasi arah pancaran *main beam* terhadap posisi pemancar yang sebenarnya berbanding lurus dengan akurasi deteksi sudut oleh algoritma ESPRIT. Kondisi ini terjadi akibat MVDR tidak mampu mengenali arah kedatangan sinyal, sehingga *steering vector* milik sinyal pemancar maupun matrik korelasi sinyal interferensi dibangkitkan menggunakan $\hat{\theta}$ hasil estimasi ESPRIT. Jika akurasi ESPRIT buruk, maka pengarahan pola radiasi juga dipastikan salah.

Analisis hasil simulasi terhadap kinerja akurasi proses *null* untuk arah kedatangan sinyal interferensi dilakukan dengan memberikan batas minimum amplitudo *sidelobe* dianggap pada kondisi *null*. Pada perancangan sistem *smart antenna* ini, batas minimum tersebut ditetapkan sebesar 0,02. Kinerja MVDR untuk mengkondisikan *null* ke arah kedatangan sinyal interferensi bergantung pada nilai SNR sistem. Pernyataan ini didasarkan pada hasil pengujian simulasi yang ditampilkan pada Gambar 4.11. Semakin rendah nilai SNR sistem, MVDR tidak mampu secara konsisten mengkondisikan *null* pada arah kedatangan sinyal interferensi, yang pada simulasi interferensi datang dari sudut 150^0 .

Permasalahan ke-dua mengenai cara implementasi algoritma ESPRIT agar sistem *smart antenna* menggunakan USRP mampu mengenali arah kedatangan sinyal secara *real time* terjawab dengan cara mengkombinasikan perangkat lunak MATLAB, yang digunakan untuk merancang algoritma DoA, dengan perangkat lunak LabVIEW yang digunakan sebagai antarmuka dengan USRP melalui LabVIEW Mathscript RT Module. Pengolahan sinyal yang diterima oleh sistem *smart antenna*-USRP dilakukan pada LabVIEW Mathscript RT Module. USRP membutuhkan kondisi sinkron, seperti dijelaskan pada sub-sub-bab 3.5.4, untuk dapat mendukung konfigurasi antena array pada sistem *smart antenna*. Jika sinkronisasi antar perangkat USRP telah tercapai, maka pengukuran *real time* dapat dilakukan. DoA sebagai hasil estimasi algoritma ditampilkan melalui *front panel* program LabVIEW dan data hasil pengukuran dapat disimpan dengan konfigurasi seperti dijelaskan melalui sub-bab 3.5.4 mengenai blok penyimpanan data.

Mengenai permasalahan performansi akurasi algoritma ESPRIT dalam mendeteksi DoA ketika diimplementasikan pada perangkat USRP, rata-rata kesalahan sistem dari seluruh lokasi pengukuran menghasilkan nilai $\hat{\theta} \pm 44,7^0$ akibat dari terlalu besarnya nilai rata-rata

RMSE($\hat{\theta}$) hasil estimasi DoA dari lokasi C, seperti telah dijelaskan pada sub-bab 4.6. Obyek pemantul pada lokasi C berupa obyek bergerak (mobil, motor) sehingga kesalahan estimasi DoA membesar dimungkinkan akibat sinyal yang memantul dari obyek bergerak.

Jika pengukuran lokasi D dianggap sebagai pengukuran paling akurat dengan kondisi lingkungan pengukuran yang paling mendekati ideal, maka rata-rata kesalahan estimasi DoA untuk seluruh sudut pengamatan dari 0^0 - 180^0 bernilai $\hat{\theta} \pm 24^0$. Jika sudut *end-fire* dikeluarkan dari Analisis kesalahan, mengingat karakteristik algoritma ESPRIT yang memang buruk dalam estimasi sudut di sekitar *end-fire*, maka kesalahan estimasi DoA turun hingga 18^0 untuk sudut pengamatan 10^0 - 170^0 .

Selain akibat pantulan obyek bergerak, secara keseluruhan kesalahan sebesar ini diAnalisis penyebabnya melalui sub-bab 4.1 sampai dengan sub-bab 4.8 dan kesimpulan penyebab kesalahan estimasi antara lain dimungkinkan akibat ketidak-akuratan posisi pemancar yang terlihat oleh pengamat dengan posisi pemancar sebenarnya dari sudut pandang antena penerima. Selain itu, walaupun telah dilakukan algoritma sinkronisasi fase antar elemen array, namun kemungkinan bahwa kondisi fase sinyal ketika masuk ke algoritma DoA belum dalam kondisi yang benar-benar sinkron masih tetap ada. Pengaruh sinyal pantul sebagai efek dari propagasi gelombang elektromagnetik di udara dan juga pengaruh interferensi sinyal WiFi, sehingga arah kedatangan sinyal di penerima tidak hanya berasal dari pengirim juga disinyalir berpengaruh dalam tingkat kesalahan deteksi DoA. Analisis mengenai pengaruh pantulan dan interferensi didasarkan pada membaiknya hasil estimasi DoA ketika pengukuran dilakukan pada lingkungan terbuka yang lebih luas sekaligus minim interferensi sinyal WiFi (lokasi D). Jika mempertimbangkan hasil simulasi, di mana performansi sistem meningkat ketika jumlah elemen array ditambah maka jumlah elemen array yang digunakan juga dapat diAnalisis menjadi salah satu faktor penentu tingkat akurasi sistem *smart antenna*.

Pada penelitian ini, algoritma MVDR untuk *beamforming* tidak diimplementasikan ke dalam USRP akibat dari hasil akurasi DoA yang belum sempurna. Keterbatasan waktu penelitian juga menjadi alasan tidak dilakukannya implementasi sistem hingga proses *beamforming*. Penelitian lebih lanjut mengenai algoritma untuk sinkronisasi fase dan perancangan filter yang mampu membedakan sinyal pantul dan sinyal

informasi asli dirasa perlu untuk mendukung penelitian *smart antenna* ke depannya.

Hasil penelitian mengenai *smart antenna* ini dapat digunakan sebagai referensi untuk penerapannya di berbagai sistem komunikasi nirkabel seperti sistem radar dan sistem komunikasi bergerak nirkabel. Kemampuan *smart antenna* untuk mendeteksi arah kedatangan sinyal menggunakan algoritma *direction finding* akan meningkatkan kemampuan sistem radar dalam mendeteksi target dan jika diterapkan sistem komunikasi bergerak nirkabel, pengetahuan antena mengenai keberadaan pengguna dapat digunakan sebagai pertimbangan optimasi kapasitas kanal maupun efisiensi daya pada komunikasi nirkabel.

Keberadaan perangkat SDR seperti USRP sangat efektif sebagai solusi permasalahan kerumitan konfigurasi dan tingginya biaya untuk pengadaan perangkat RF penyusun blok sistem komunikasi lengkap, seperti perangkat pembangkitan sinyal, *oscillator*, konverter ADC, amplifier, mixer, dan lain sebagainya. Kemampuan USRP untuk dikonfigurasi melalui perangkat lunak LabVIEW sangat membantu dalam pembelajaran penerapan maupun pengujian ilmu teoritis ke dalam kondisi sebenarnya di lapangan.



(Halaman ini sengaja dikosongkan)

BAB 5

PENUTUP

5.1. Kesimpulan

Kesimpulan yang dapat diperoleh dari seluruh proses penelitian Tugas Akhir akhir ini adalah sebagai berikut :

- 1) Berdasarkan hasil simulasi, jika digunakan tiga elemen array di penerima dan terdapat dua sumber sinyal, performansi sistem berada pada kondisi optimal, ketika $\text{SNR} \geq 13 \text{ dB}$; $50^\circ \leq \text{DoA} \leq 110^\circ$; dan jarak antar sudut yang terdeteksi $\geq 30^\circ$;
- 2) Akurasi hasil simulasi ESPRIT dan MVDR dipengaruhi oleh nilai SNR dan jumlah elemen array yang digunakan. Akurasi akan semakin baik jika nilai SNR dan jumlah elemen array yang digunakan semakin besar;
- 3) Performansi ESPRIT maupun MVDR hasil simulasi yang handal pada berbagai variasi SNR sangat mendukung untuk dapat diimplementasikan pada perangkat RF sistem *smart antenna*;
- 4) Rata-rata kesalahan estimasi DoA pada berbagai lokasi pengukuran sebesar 44.7° . Pada kondisi lingkungan pengukuran yang minim obyek pemantul maupun *access point* sinyal WiFi, kesalahan estimasi DoA sebesar 24° pada $0^\circ \leq \text{DoA} \leq 180^\circ$;
- 5) Kesalahan estimasi DoA mungkin terjadi akibat beberapa hal berikut:
 - a. Kurang tepatnya penentuan batas *threshold* nilai *eigenvalue* sehingga berpengaruh pada jumlah sinyal yang dideteksi ESPRIT;
 - b. Kurang akuratnya letak pemancar terhadap penerima;
 - c. Pengaruh *noise* pada perangkat pengukuran;
 - d. Pengaruh sinyal pantul yang kemudian mengganggu Analisis DoA;
 - e. Masih terdapat beda fase sinyal terima antar elemen yang belum tersinkronisasi dengan akurat;
 - f. Jumlah elemen array di penerima.
- 6) LabVIEW Mathscript RT Module digunakan untuk menuliskan algoritma ESPRIT pada halaman kerja program LabVIEW, sehingga USRP yang digunakan sebagai sistem *smart antenna* dapat melakukan estimasi arah kedatangan sinyal secara *real time*;

5.2. Saran

Berdasarkan implementasi yang telah dilakukan, terdapat beberapa saran untuk pencapaian penelitian selanjutnya seperti :

- 1) Dapat dilakukan penelitian lebih mendalam mengenai kesalahan estimasi DoA yang telah diuraikan pada sub-bab 5.1 sehingga diperoleh perbaikan akurasi DoA pada penelitian selanjutnya;
- 2) Untuk memperoleh hasil optimal dari sistem yang dirancang, untuk meminimalisir efek degradasi sinyal akibat pantulan maupun *inteferece*, lokasi pengukuran dipilih pada kondisi lingkungan yang bebas bangunan ataupun obyek pemantul lainnya dan jika digunakan frekuensi kerja 2,4 GHz maka pengukuran sebaiknya pada *blank spot* sinyal WiFi;
- 3) Perlu dilakukan penelitian lebih lanjut mengenai sinkronisasi fase sinyal pada perangkat SDR, terutama USRP ketika digunakan multi-USRP dalam satu konfigurasi sistem pengukuran;
- 4) Jika pembentukan *beamforming* diimplementasikan ke USRP, akurasi *beamforming* akan berbanding lurus dengan akurasi deteksi arah kedatangan sinyal hasil estimasi algoritma DoA, kecuali jika DoA terdeteksi di sekitar sudut *end-fire*, sehingga sangat penting untuk memastikan keakuratan DoA hasil estimasi sebelum dilakukan proses *beamforming*;

DAFTAR PUSTAKA

- [1] Stutzman, W. L., dan Gary A.Thiele,. “*Antenna Theory and Design*”, John Wiley & Sons, New York, 2013.
- [2] Rappaport T.S., dan Liberti, J.C., “*Smart Antenna for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications*”, Prentice Hall, New Jersey, 1999.
- [3] Roy, R., dan Kailath, T., “ESPRIT-Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques”, IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing , Vol.37, No.7, 1989.
- [4] Balanis, Constantine A., “*Antenna Theory : Analysis and Design, 3rd edition*”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2005.
- [5] Paul, Clayton R., “*Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd edition*”, John Wiley & Sons, New Jersey, 2006.
- [6] Kraus, John, D., “*Antennas*”, Mc-Graw Hill, New York, 1950.
- [7] Gross, F., “*Smart Antennas for Wireless Communications With MATLAB*”, McGraw-Hill, United States of America, 2005.
- [8] Godara, L.C., “*Smart Antennas*”, CRC Press, United States of America, 2004.
- [9] Meel, J., “*Spread Spectrum (SS)*”, De Nayer Instituut, Belgia, 1999.
- [10] Sklar, Bernard, “*Digital Communications Fundamentals and Applications*”, Prentice Hall, California, 2001.
- [11] Capon, J., “High-Resolution Frequency-Wavenumber Spectrum Analysis,” Proceedings of the IEEE, Vol. 57, No. 8, pp. 1408–1418, Aug. 1969.
- [12] Parsons, J.D., “*The Mobile Radio Propagation Channel, 2nd edition*”, John Wiley & Sons, United Kingdom, 1992.
- [13] Reed, J.H., “*Software Radio: A Modern Approach to Radio Engineering*”, Prentice Hall, New Jersey, 2002.
- [14] *USRP™ N200/N210 Networked Series*. Diakses tanggal 01 Desember 2015. Ettus Research : https://www.ettus.com/content/files/07495_Ettus_N200-210_DS_Flyer_HR_1.pdf
- [15] *USRP NI2922 Block Diagram*. Diakses tanggal 01 Desember 2015, National Instruments: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/373380B-01/usrphelp/2922_block_diagram/

- 
- [16] Departemen Komunikasi dan Informasi Republik Indonesia, “*Tabel Alokasi Spektrum Frekuensi Radio Indonesia*”, Lampiran Peraturan Menteri Komunikasi dan Informatika Nomor 29/PER/M.KOMINFO/07/2009 Tanggal 30 Juli 2009
- [17] Anggraeni, M.E., “*Thesis: Analisis Karakteristik Penghambur Lokas Di Sekitar Relay Pada Kanal MIMO Multi-Hop*”, Institut Teknologi Sepuluh Nopember, Surabaya, 2015.
- [18] *LabVIEW Product Description*. Diakses tanggal 01 Desember 2015. National Instruments: <http://www.ni.com/labview>
- [19] *Developing Algorithms Using LabVIEW Mathscript RT Module: Part 1 – The LabVIEW Mathscript Node*. Diakses tanggal 06 Desember 2015. National Instruments: <http://www.ni.com/white-paper/3256/en/>
- [20] Willerton, M., D. Yates, V. Goverdovsky, dan C. Papavassiliou, “Experimental Characterization of a Large Aperture Array Localization Technique Using an SDR Testbench,” Wireless Innovation Forum Conference on Communications Technologies and Software Defined Radio (SDR’11-WInnComm), 2011.
- [21] Yates, M.W., “Direction Finding and Beamforming Using NI LabVIEW and the NI USRP Platform”, London: Imperial College.
- [22] Joint Committee for Guides in Metrology, “*International vocabulary of metrology – Basic and general concepts and associated terms (VIM), 3rd edition*”. Diakses tanggal 05 Desember 2015. Bureau International des Poids et Mesures: www.bipm.org/utis/common/documents/jcgm/JCGM_200_2012.pdf

LAMPIRAN A LEMBAR PENGESAHAN PROPOSAL

Jurusan Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Industri - ITS

TE 141599 TUGAS AKHIR (4 SKS)

Nama Mahasiswa : Tania Fatmacory
Nomor Registrasi : 2213106075
Bidang Studi : Telekomunikasi Multimedia
Tugas Diberikan : Semester Gasal 2015/2016
Dosen Pembimbing : 1. Dr. Ir. Puji Handayani, MT.

16 SEP 2015

Judul Tugas Akhir

2. Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.
Implementasi Algoritma Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) dan Chapon's Minimum Variance untuk Teknologi Smart Antenna pada Universal Software Radio Peripheral (USRP)
(Implementation of Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT) and Chapon's Minimum Variance Algorithm for Smart Antenna Technology on Universal Software Radio Peripheral (USRP))

Uraian Tugas Akhir :

Konfigurasi *smart antenna* terdiri dari susunan elemen array dengan kemampuan pengarahan beam mengikuti pergerakan *user*. Kemampuan pengarahan beam atau *beamforming* ditunjang oleh estimasi algoritma penentuan arah kedatangan objek (*direction finding*). Pada Tugas Akhir, akan digunakan algoritma *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques (ESPRIT)* untuk penentuan arah kedatangan sinyal yang diibaratkan sebagai *user* dan *Chapon's Minimum Variance* untuk *beamforming* dengan bentuk sinyal masukan memanfaatkan *m-sequence*, salah satu jenis sinyal PN-Sequence. Perangkat lunak MATLAB digunakan untuk simulasi performansi sistem sebelum implementasi pada *Universal Software Radio Peripheral (USRP)* dengan *interface* perangkat lunak lain yang disebut *LabVIEW*. Performansi sistem diukur di sisi penerima dengan parameter level daya sinyal pada kondisi dengan maupun tanpa sistem *direction finding* dan *beamforming*.

Dosen Pembimbing I,

Dr. Ir. Puji Handayani, MT.
NIP. 19660510 199203 2 002

Dosen Pembimbing II,

Prof. Ir. Gamantyo Hendrantoro, M.Eng., Ph.D.
NIP. 19701111 199303 1 002

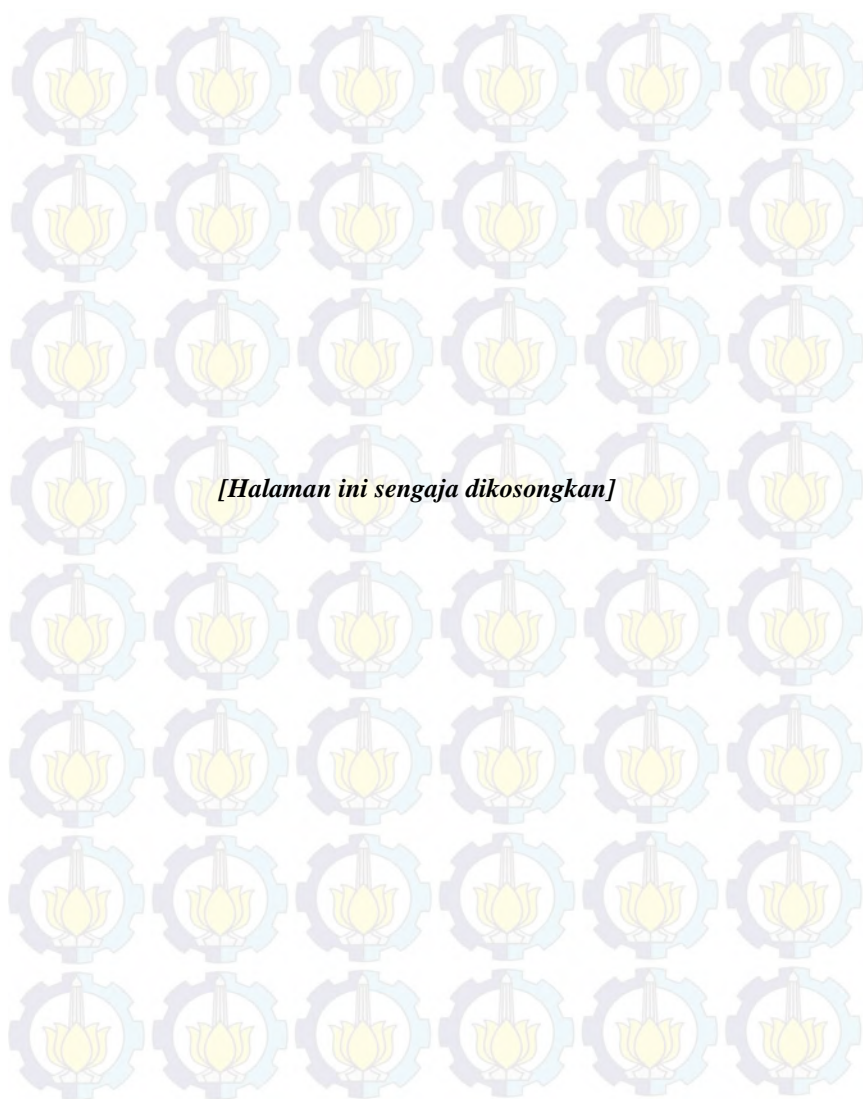


Mengetahui,
Jurusan Teknik Elektro FTI-ITS
Ketua,

Dr. Tri Arief Sardjono, ST, MT
NIP. 19700212 199512 1 001

Menyetujui,
Bidang Studi Telekomunikasi Multimedia
Koordinator,

Dr. Ir. Endrovoono, D.E.A
NIP. 19650404 199102 1 001



LAMPIRAN B

LISTING PROGRAM MATLAB DAN LABVIEW

1) *Script Matlab Simulasi Smart Antenna*

```

%% TLS_ESPRIT - CAPON/MVDR          %%
% = Belong to TANIA FATMACORY =%
clear all; clc; close all;

%% Variable Initialitation
f = 2.4e9;
lamda = 3e8/f;
beta = 2*pi/lamda;
d = lamda/2;
M = 3;          % total elemen array
Msa = M-1;      % elemen sub-array
L = 1000;       % number of sampling
SNRdB = 20;
for i_iterasi = 1:10
    N = 2;       % number of signal
    sig2 = .01;  % noise variance
    thetalinier = 0:1:180;
    % used this DoA to check algorithm in every azimuth angle
    listdoa = 0:10:180;
    % used this DoA to check algorithm on specific angle
    deretteta = [150 150 20 130 140];
    teta_sim = deretteta(1)      % showed actual DoA-signal
    tetaint = deretteta(2)       % showed actual DoA-int

%% PN-Sequence Generator
pn_reg = 7;          % orde PN
pn_length = 2^pn_reg-1;
L = pn_length;

% Generate PN-Sequence
sreg1 = [0 0 1 0 0 0 1];
for i = 1:pn_length;
    PNcode1 = mod(sreg1(7)+sreg1(1),2);
    hasil1(i) = sreg1(7);
    sreg1 = circshift(sreg1,[0,1]);
    sreg1(1) = PNcode1;
    mutar(i,:) = sreg1;
end
PNS = 2*hasil1-1;
for i_PNS = 1:N
    PNSx(i_PNS,:) = PNS;
end
sampling = L*length(PNS);
L = 1000;

%% Generate Signal - TX Side
s = 2*exp(1j*rand(N,L)*2*pi);
% s = zeros(N,L);
% s_pn = reshape(PNSx.'* s_phase,1,[]);

```

```

%      for i_s = 1:N
%          s(i_s,:) = s_pn;
%      end

%% Noise Simulation
% noise = 0 + sqrt(1/SNR)*1/sqrt(2)*(randn(M,sampling)+
1j*randn(M,sampling));

%% Generate Steering Vector
for m=1:M
    for n=1:N
        A(m,n)=exp(-1j*pi*(m-1)*cos(deretteta(n)*pi/180));
    end
end

%% ESPRIT Alg. for DoA - Rx Side
%%
sa_total = awgn(A*s,SNRdB);
sa1 = sa_total(1:end-1,:);
sa2 = sa_total(2:end,:);
z = [sa1;sa2];
Rz = (z)*z'/L;
Rsa1 = (sa1)*sa1'/L;
Rsa = (sa_total)*sa_total'/L;
[Vsa1,Dsa1] = eig(Rsa);
eigen(:,i_iterasi) = diag(Dsa1);
% Number of signal estimation
K = 1;
ne=[];
for i=1:M
    if real(eigen(i))<K
        ne=[ne i];
    end
end
N=M-length(ne);
% =====
[U,S,V] = svd(Rz);
Rz = Rz-S(2*(M-1),2*(M-1))*eye(2*(M-1));
[U,S,V] = svd(Rz);
Ex = U(:,1:N);
E1 = Ex(1:Msa,:);
E2 = Ex((Msa+1):2*Msa,:);
E12 = [E1,E2];
[E,Sa,Va] = svd(E12'*E12);
E_12=E(1:N,(N+1):(N*2));
E_22=E((N+1):(N*2),(N+1):(N*2));
PSI = -(E_12*(inv(E_22)));
[Vm,Dmm] = eig(PSI);
Dm = (diag(Dmm)).';
doa = acos (-angle(Dm)/pi)*180/pi;
doa = round(doa);

if N > 1
    doal = doa(1); doa2 = doa(2);
    if (doal >= tetaint-20) && (doal <= tetaint+20)
        DoA2 = doal
    end
end

```



```

else
    DoA2 = doa2
end

if doa2 ~= DoA2
    DoA1 = doa2
else
    DoA1 = doa1
end

else
    DoA1 = round(doa)
    DoA2 = string('-');
end

for i_m=1:M
    for i_n = 1:N
        Aw(i_m,i_n)= exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(doa(i_n)*pi/180));
    end
    Ass(i_m,1) = exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(DoA1*pi/180));
    Aii(i_m,1) = exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(DoA2*pi/180));
end
xt = Aw*sa_total(1:N,:);
%% MVDR-Beamforming
xint = Aii*sa_total(1,:);
Rss = (1/L)*(xt)*xt';
Rii = (1/L)*(xint)*(xint');
Rnn = sig2*eye(M);
Ruu = Rii + Rnn;
w = (inv(Ruu)*Ass)./(Ass'*inv(Ruu)*Ass);

for ii=1:length(thetalinier)
    Alinier=[];
    for jj=0:M-1
        Alinier(1+jj,1) = exp(-
1j*pi*(jj)*cos(thetalinier(ii)*pi/180));
    end
    Pcap = 1/(Alinier'*inv(Rss)*Alinier);
    Pcapon(ii)=abs(Pcap);
    P2(ii)=abs((Alinier'*Aw*Dmm*Aw'*Alinier)^2);
    yt_ = w'*Alinier;
    Y(ii) = abs(yt_);
end

%% Plot Pseudospectrum
figure()
plot(thetalinier,abs(P2)/max(abs(P2)),'k');
title(['MUSIC Pseudospectrum for DoA ' num2str(doa) '\circ']);
xlabel('DoA (\circ)'); ylabel('Normalize Power')
figure()
[Pmax1, Smax1] = findpeaks(Pcapon,'SortStr','descend');
findpeaks(Pcapon)
text(Smax1+2.5,Pmax1,num2str((1:numel(Pmax1))'))
grid on
xlabel('Azimuth Angle (degrees)');ylabel('Power (Watt)');
title(['CAPON Pseudospectrum for DoA ' num2str(doa)
'\circ']);

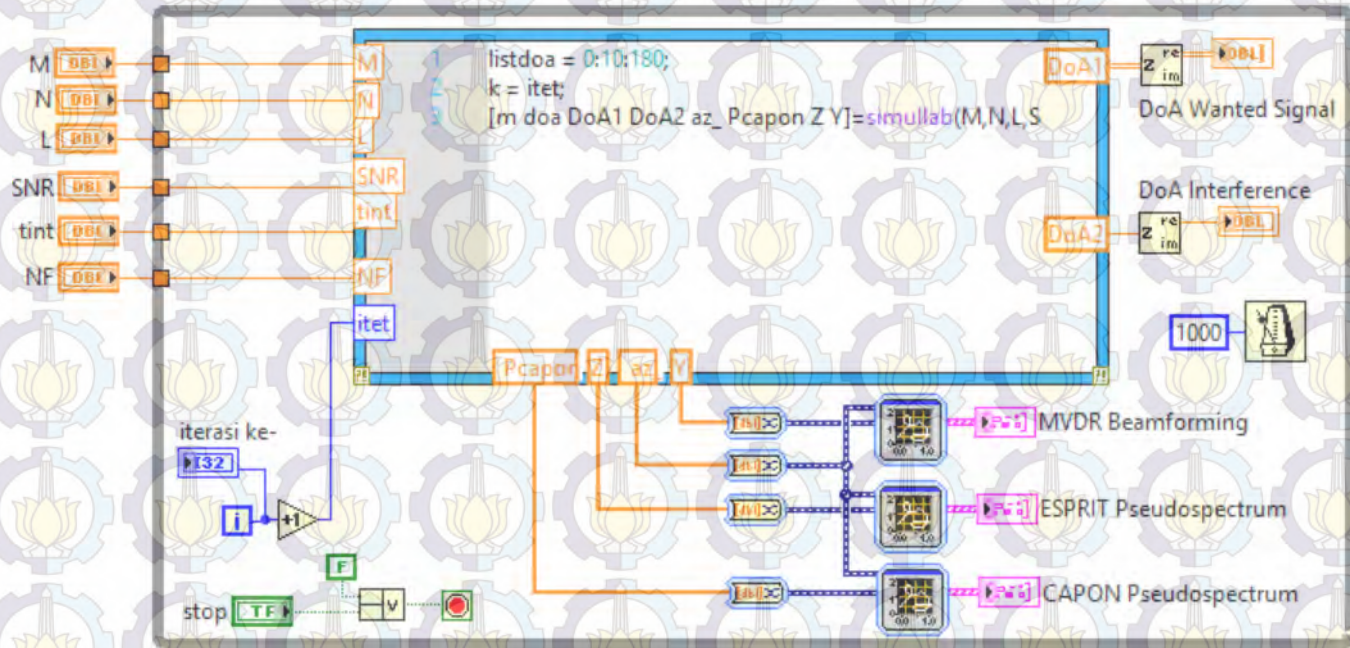
```

```

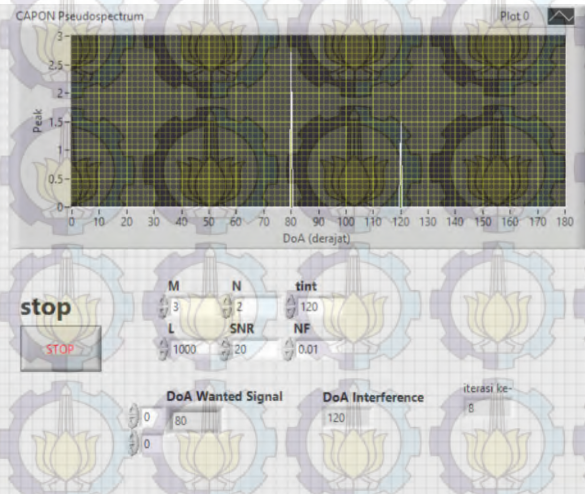
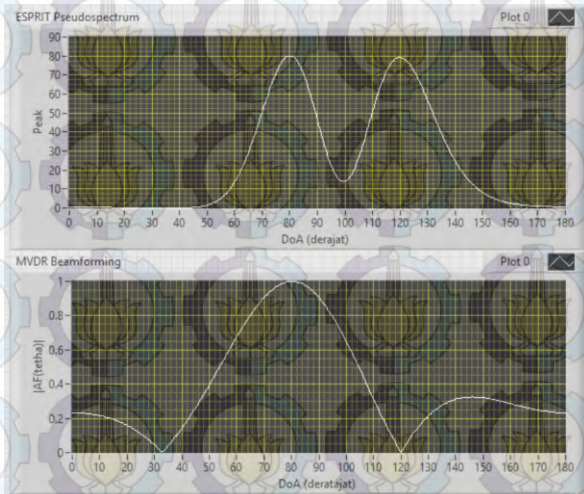
figure()
plot(thetalinier,abs(Y)/max(abs(Y)));
title(['MVDR-Beamforming for \thetass ' num2str(DoA1) ' and
\thetait ' num2str(DoA2)]);
xlabel('DoA (\circ)'); ylabel('Normalize Power')
end

```

2) Program LabVIEW Simulasi Smart Antenna



Gambar B-1. Diagram blok simulasi LabVIEW



Gambar B-2. *Front panel* simulasi LabVIEW

Mathscript simulab.m

```
function [doa DoA1 DoA2 az_Pcapon Z ...
    Y]=simulab(M,N,L,SNR,tint,NF,listdoa,k)
dertet = [listdoa(k) tint];
for mm=1:M
    for nn=1:N
        A(mm,nn)=exp(-1j*pi*(mm-1)*cos(dertet(nn)*pi/180));
    end
end
Msa = M-1;
s = exp(1j*rand(N,L)*2*pi);
noise = sqrt(1/SNR)*1/sqrt(2)*(randn(M,L)+1j*randn(M,L));

m = A*s+noise(1:end,:);

sa1 = m(1:end-1,:);
sa2 = m(2:end,:);
z = [sa1;sa2];
Rz = (z)*z'/L;
[U,S,V] = svd(Rz);
Rz = Rz-S(2*(M-1),2*(M-1))*eye(2*(M-1));
[U,S,V] = svd(Rz);
Ex = U(:,1:N);
E1 = Ex(1:Msa,:);
E2 = Ex((Msa+1):2*Msa,:);
E12 = [E1,E2];
[E,Sa,Va] = svd(E12'*E12);
E_12=E(1:N,(N+1):(N*2));
E_22=E((N+1):(N*2),(N+1):(N*2));
PSI = -(E_12*(inv(E_22)));
[Vm,Dmm] = eig(PSI);
Dm = (diag(Dmm)).';
doa = acos (-angle(Dm)/pi)*180/pi;
doa = round(doa);
if N > 1
    doal = doa(1); doa2 = doa(2);
    if (doal >= tint-20) && (doal <= tint+20)
        DoA2 = doa1;
    else
        DoA2 = doa2;
    end
    if doa2 ~= DoA2
        DoA1 = doa2;
    else
        DoA1 = doal;
    end
else
    DoA1 = doa;
    % DoA2 = 0;
end
for i_m=1:M
    for i_n=1:N
```

```

        Aw(i_m,i_n)= exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(doa(i_n)*pi/180));
    end
end
xt = Aw*m(1:N,:);
Rss = (1/L)*(xt)*xt';

%%=====Beamforming =====
for i_m =1:M
    Ass (i_m,1)=exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(DoA1(1)*pi/180));
    Aint(i_m,1)=exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(DoA2*pi/180));
end
xint = Aint*m(1,:);
Rii = (1/L)*xint*xint';
Rnn = NF*eye(M);
Ruu = Rii + Rnn;
w = (inv(Ruu)*Ass)./(Ass'*inv(Ruu)*Ass);
%%=====

az=0:1:180;
az_ = az';
for ii=1:length(az)
    Ael=[];
    for jj=0:M-1
        Ael (1+jj,1) = exp(-1j*pi*(jj)*cos(az(ii)*pi/180));
    end
    P1=(Ael'*Aw*Dmm*Aw'*Ael)^2;
    Z(ii)=abs(P1);
    Pcap = 1/(Ael'*inv(Rss)*Ael);
    Pcapon(ii)=abs(Pcap);
    yt= w'*Ael;
    Y(ii)=abs(yt);
end

```


3) Program LabVIEW untuk Implementasi Sistem (digunakan untuk pengukuran)

Program LabVIEW yang digunakan untuk pengukuran, merujuk pada ref-[21] dan script LabVIEW asli dari referensi tersebut dapat diunduh melalui <https://decibel.ni.com/content/docs/DOC-25716>.

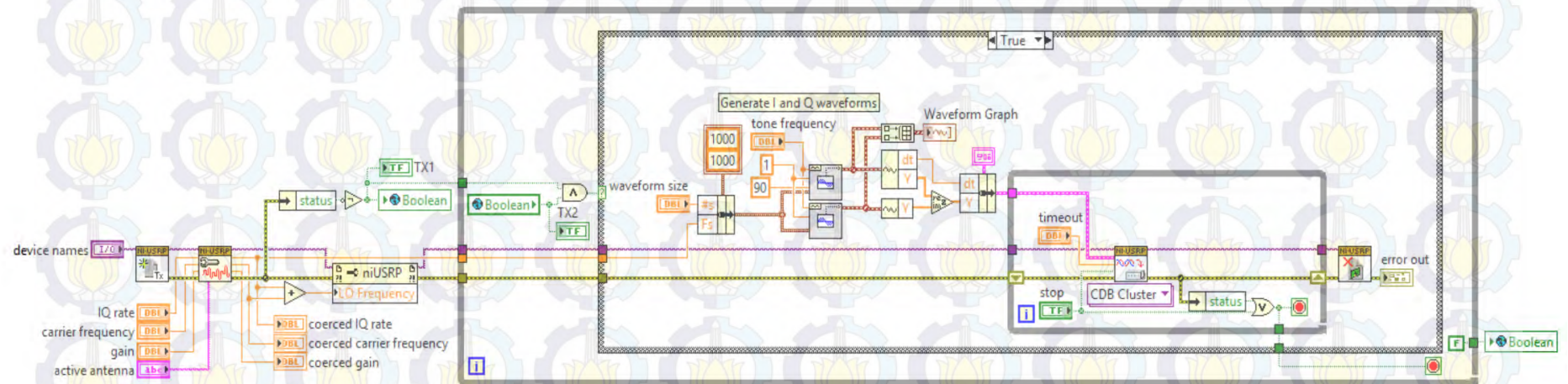
a. Sub-sistem Pengirim



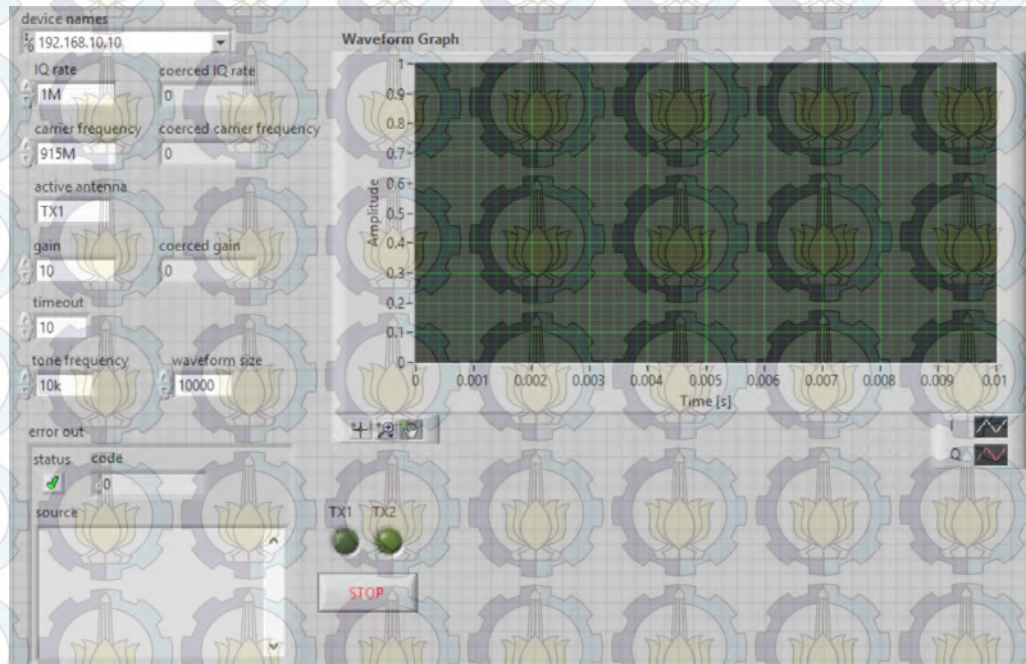
Gambar B-3. *Front Panel* USRP-Tx



[Halaman ini sengaja dikosongkan]



Gambar B-5. Blok Diagram Program USRP-Tx Reference



Gambar B-6. *Front Panel USRP-Tx Reference*





Mathscript FIR

```
[N,Fo,Ao,W]=firlmord([20e3 60e3],[1 0],[ (10^(0.4/20)-1)/(10^(0.4/20)+1)
10^(-200/20)],fs);
B1=firlm(N+2,Fo,Ao,W);
[N,Fo,Ao,W]=firlmord([40e3 80e3 150e3 200e3],[0 1 0],[10^(-200/20)
(10^(0.4/20)-1)/(10^(0.4/20)+1) 10^(-200/20)],fs);
B2=firlm(N+2,Fo,Ao,W);
A1=[1 0]; A2=[1 0];
```

Mathscript FIR

```
[B1 A1]=ellip(8,0.01,200,2*10e3/fs);
[B2 A2]=ellip(8,0.01,200,2*[50e3 200e3]/fs);
```

Mathscript sinfase.m

```
%Make the phases of receiving boards synchronized
function [L direct2 dirphase dphcali m2 mphase
mphcali]=sinfase(m,B1,A1,B2,A2,L)
cut=1000;
direct=filter(B1,A1,m.'.');%Lowpass;Get the direct wave
direct(:,L-cut+1:L)=[];
direct(:,1:cut)=[];
M=size(m,1);
dirphase=angle(direct)/pi*180;%Direct wave phase
xc=ones(M,L-2*cut);
direct2=zeros(M,L-2*cut);
direct2(1,:)=direct(1,:);
for n=2:M
    xc(n,:)=direct(1,:)./direct(n,:);
    %Phase difference between the reference receiving board and other ones
    direct2(n,:)=exp(1i*angle(xc(n,:))).*direct(n,:);
    %Direct wave after phase synchronized
end
dphcali=angle(direct2)/pi*180;%Direct wave phase after phase synchronized
m=filter(B2,A2,m.'.');%Highpass;Get the signal through the air
m(:,L-cut+1:L)=[];
m(:,1:cut)=[];
mphase=angle(m)/pi*180;%Signal phase (convert rad to degree)
m2=m;
for n=1:M
    m2(n,:)=m2(n,:).*exp(-1i*angle(direct(n,:))).*abs(xc(n,:));
    %Phase synchronized
end
mphcali=angle(m2)/pi*180;%Signal phase after phase synchronised
L=L-2*cut;%The length of signal
```

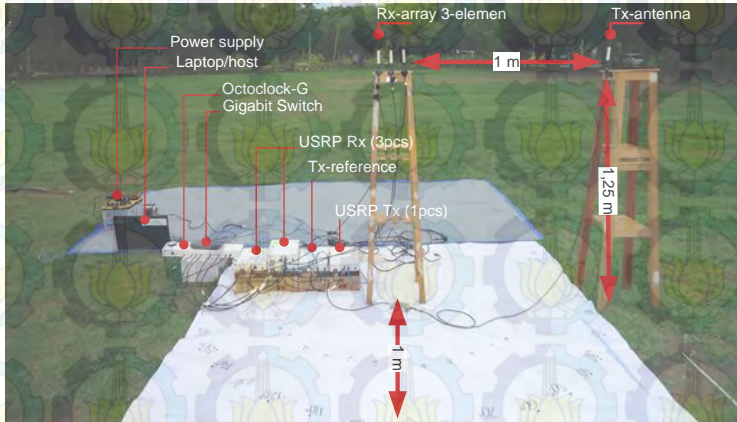
Mathscript carisudut.m

```
function[M Nsa M_eigen doa DoA1 DoA2 az_ w Y Z] =
carisudut(m,L,NF,tint,threshold)
%% Mencari jumlah elemen dan jumlah sinyal datang
M_Rmm=m*m'/L;[M E M_D]=eig(M_Rmm);M_eigen=diag(M_D);
ne=[];M = size(m,1);Msa = M-1;
```

```
for i=1:M
    if real(M_eigen(i))<threshold
        ne=[ne i];
    end
end
N=M-length(ne); % N = jumlah sinyal datang
%% Algoritma ESPRIT
sal = m(1:end-1,:);sa2 = m(2:end,:);z = [sal;sa2];
Rz = (z)*z'/L;[U,S,V] = svd(Rz);
Rz = Rz-S(2*(M-1),2*(M-1))*eye(2*(M-1));[U,S,V] = svd(Rz);
Ex = U(:,1:N);
E1 = Ex(1:Msa,:);E2 = Ex((Msa+1):2*Msa,:);E12 = [E1,E2];
[E,Sa,Va] = svd(E12'*E12);
E_12=E(1:N,(N+1):(N*2));E_22=E((N+1):(N*2),(N+1):(N*2));
PSI = -(E_12*(inv(E_22)));
[Vm,Dm] = eig(PSI);
Dm = (diag(Dm)).';
doa = acos (-angle(Dm)/pi)*180/pi;doa = round(doa);
if N > 1
    doa1 = doa(1); doa2 = doa(2);
    if (doa1 >= tint-20) && (doa1 <= tint+20)
        DoA2 = doa1;
    else
        DoA2 = doa2;
    end
    if doa2 ~= DoA2
        DoA1 = doa2;
    else
        DoA1 = doa1;
    end
end
DoA1 = doa;
%% Plot Direction Finding
for i_m=1:M
    for i_n = 1:N
        Aw(i_m,i_n)= exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(doa(i_n)*pi/180));
    end
    Ass(i_m,1) = exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(DoA1*pi/180));
    Aii(i_m,1) = exp(-1j*pi*(i_m-1)*cos(tint*pi/180));
end
xt = Aw*m(1:N,:);xint = Aii*m(1,:);
Rss = (1/L)*(xt)*xt';Rii = (1/L)*(xint)*(xint');Rnn = NF*eye(M);
Ruu = Rii + Rnn;w = (inv(Ruu)*Ass)./(Ass'*inv(Ruu)*Ass);
az = 0:1:180;az_ = az.';
for ii=1:length(az)
    Ael=[];
    for jj=0:M-1
        Ael (1+jj,1) = exp(-1j*pi*(jj)*cos(az(ii)*pi/180));
    end
    Pcap = 1/(Ael'*inv(Rss)*Ael);Y(ii)=abs(Pcap);
    yt = w'*Ael;
    Z(ii) = abs(yt);
end
```

LAMPIRAN C DOKUMENTASI PENGUKURAN

a) Konfigurasi umum perangkat pengukuran

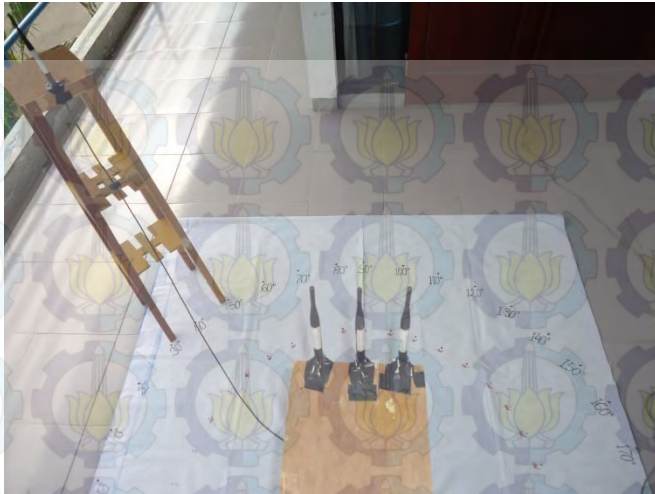


Gambar C-1 Konfigurasi perangkat pengukuran.

b) Pengukuran Skenario A



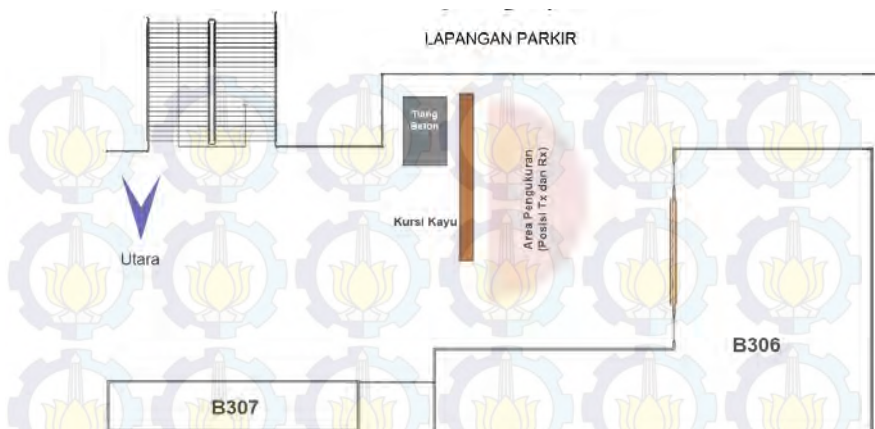
Gambar C-2 Konfigurasi perangkat pengukuran skenario A



Gambar C-3 Tampak atas pengukuran sudut 40^0



Gambar C-4 Tampak atas pengukuran sudut 130^0



Gambar C-5 Ilustrasi lokasi pengukuran skenario A

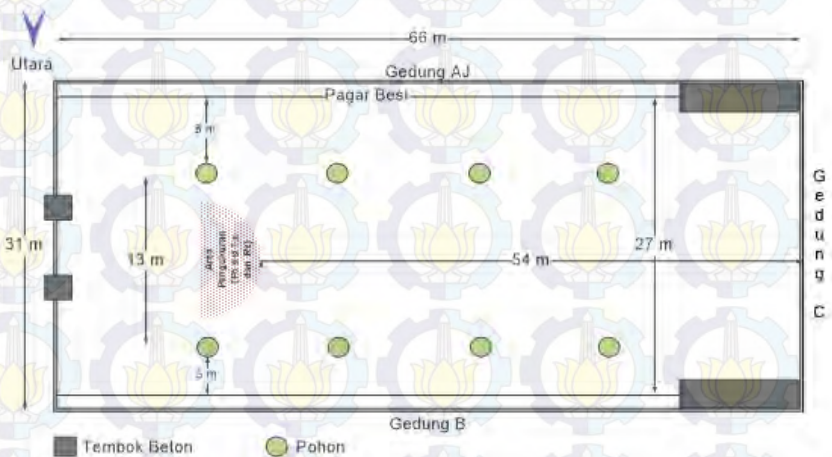
c) Pengukuran Skenario B



Gambar C-6 Posisi antena pemancar dan penerima

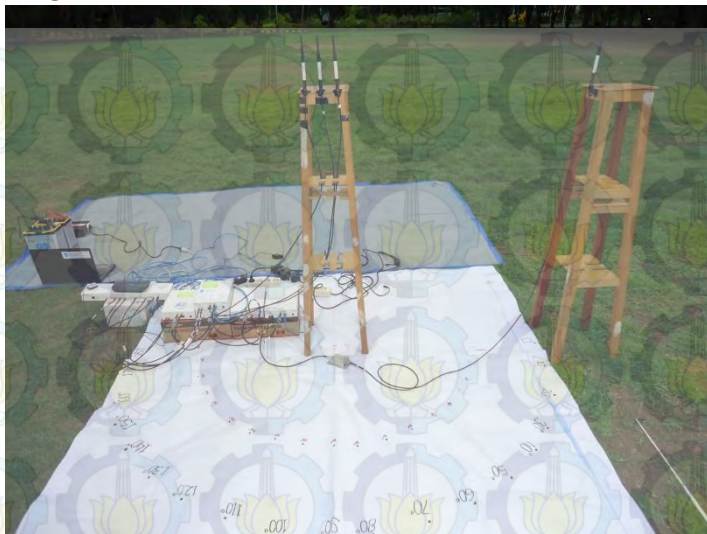


Gambar C-7 Pengukuran skenario B

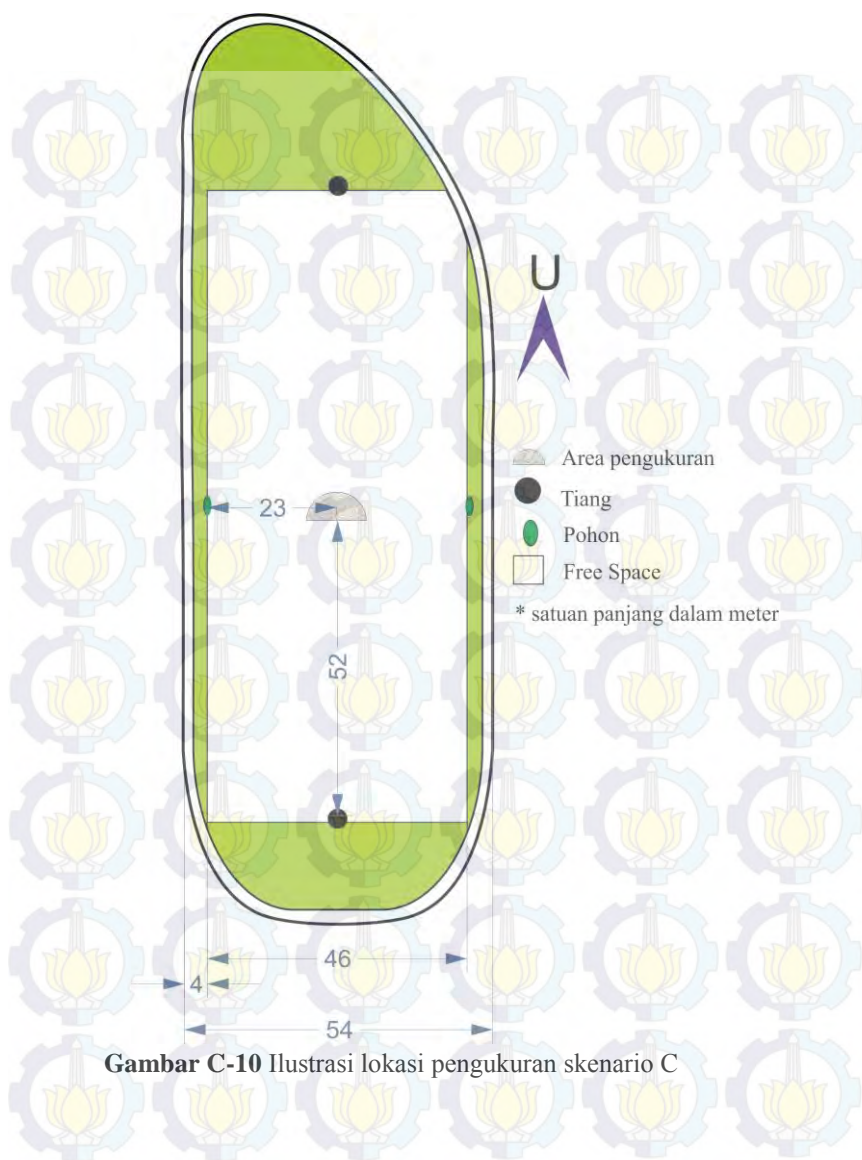


Gambar C-8 Ilustrasi lokasi pengukuran skenario B

d) Pengukuran Skenario C



Gambar C-9 Pengukuran skenario C

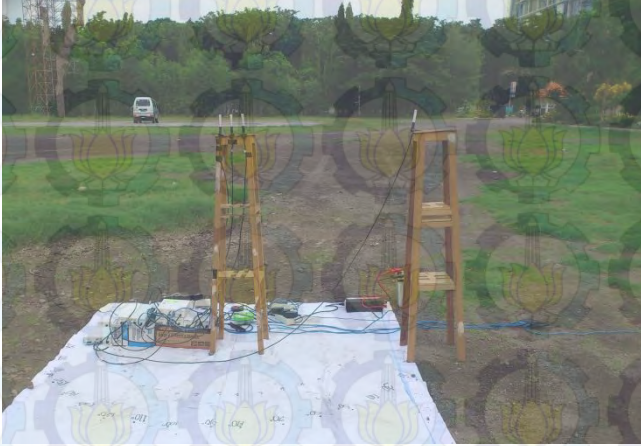


Gambar C-10 Ilustrasi lokasi pengukuran skenario C

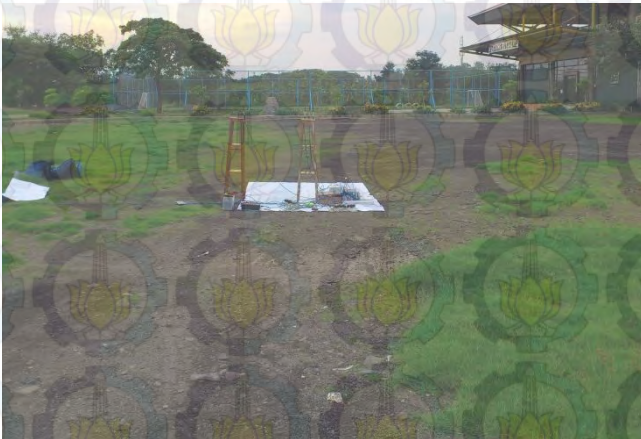
LAMPIRAN D

DATA PENGUKURAN LOKASI D

a) Skenario Pengukuran



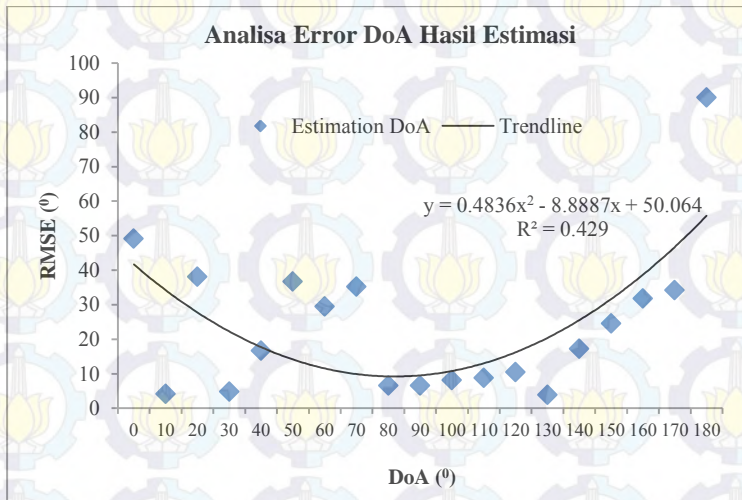
Gambar D-1. Dokumentasi pengukuran skenario D (tampak depan)



Gambar D-2. Dokumentasi pengukuran skenario D (tampak belakang)

b) Hasil Pengukuran

Pengukuran skenario D dilakukan di area parkir kompleks olahraga Stadion ITS. Pengukuran pada kondisi lingkungan terbuka yang lebih luas dilakukan untuk meminimalisir efek pantulan oleh tembok gedung maupun interferensi dari sinyal WiFi. Data hasil pengukuran telah dijelaskan pada sub-bab 4.5.4. Melalui Gambar D-3, ditampilkan nilai rata-rata kesalahan estimasi untuk seluruh sudut pengamatan yang bernilai 24°.



Gambar D-3 Analisa RMSE terhadap hasil estimasi DoA

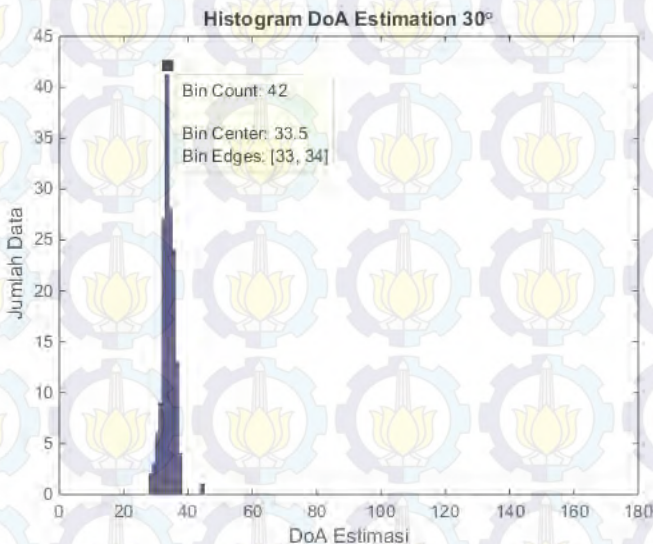
c) Analisis Histogram

Analisa histogram dilakukan terhadap contoh hasil estimasi pada sudut 30°, 60°, 90°, dan 110° dimana hasil plot histogram ditunjukkan oleh Gambar D-4 sampai dengan Gambar D-7. Hasil analisa RMSE($\hat{\theta}$) untuk ke-empatnya secara berurutan bernilai $\hat{\theta} \pm 4.8^\circ$, $\hat{\theta} \pm 29.5^\circ$, $\hat{\theta} \pm 6.5^\circ$, dan $\hat{\theta} \pm 8.7^\circ$. Berdasarkan ke-empat contoh data pengamatan, hasil estimasi pada sudut 30° terdeteksi paling mendekati akurat dengan nilai $\hat{\theta} \pm 4.8^\circ$ dan berdasarkan kurva histogram pada Gambar D-4, sebaran hasil estimasi paling banyak terdeteksi di sekitar sudut 33° hingga 34°. Kesalahan hasil

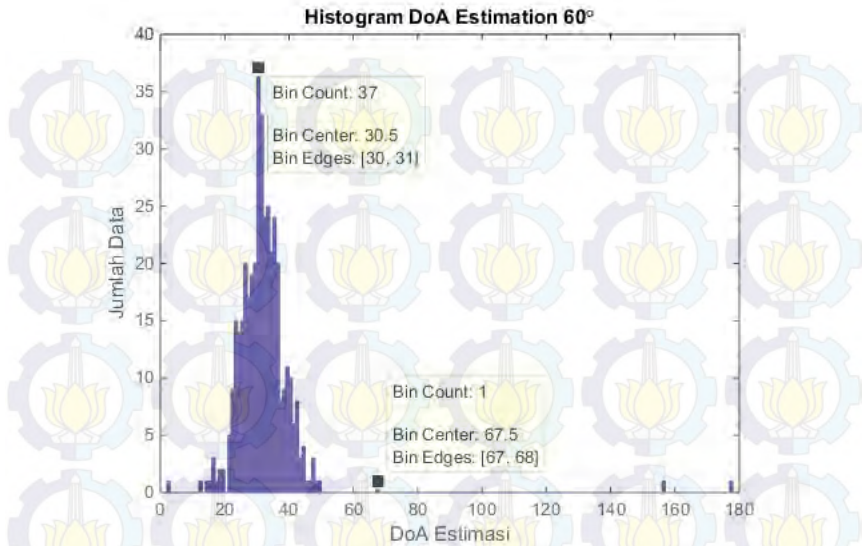
estimasi dapat dianalisa terjadi akibat penempatan pemancar yang tidak tepat berada di sudut 30^0 .

Secara umum, kurva histogram pada berbagai contoh sudut pengamatan menunjukkan kondisi distribusi gaussian, sehingga dapat disimpulkan bahwa kemungkinan kesalahan estimasi DoA diakibatkan oleh pengaruh *noise* perangkat dan tata letak pemancar yang kurang akurat. Analisa ini berlaku untuk kecenderungan hasil estimasi DoA di sudut 30^0 , 90^0 , maupun 110^0 namun tidak dapat digunakan untuk analisa histogram hasil estimasi DoA 60^0 .

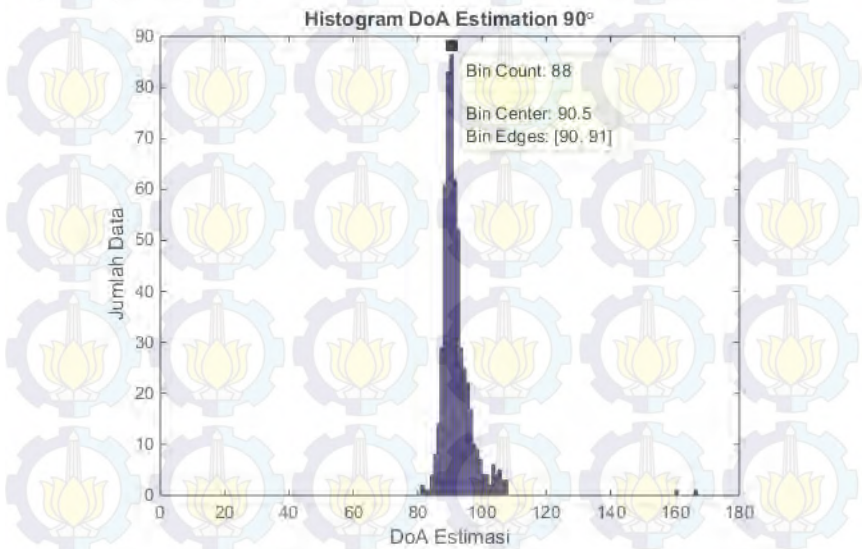
Kesalahan estimasi sebesar $29,5^0$ terlalu besar jika diasumsikan muncul akibat kesalahan tata letak pemancar. Analisa yang mungkin digunakan untuk kasus DoA 60^0 ini adalah kemungkinan adanya beda fase di antara elemen USRP penerima, sehingga sinyal dari lintasan langsung bercampur dengan berbagai sinyal pantul yang oleh penerima, seluruh sinyal tersebut dianggap sebagai *noise* sedemikian hingga menurunkan nilai SNR sistem.



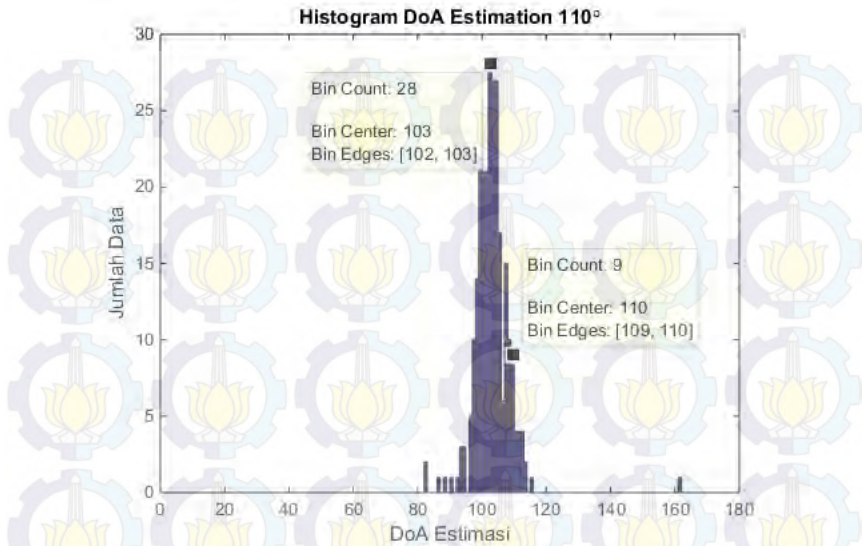
Gambar D-4. Histogram DoA hasil estimasi pada sudut 30^0 .



Gambar D-5. Histogram DoA hasil estimasi pada sudut 60° .



Gambar D-6. Histogram DoA hasil estimasi pada sudut 90° .



Gambar D-7. Histogram DoA hasil estimasi pada sudut 110°.

BIODATA PENULIS



Tania Fatmacory, lahir di Sragen, dan menatap dunia untuk pertama kali pada 17 Juni 1991. Penulis telah menamatkan pendidikan formal mulai dari SD (SD N 4 Sragen/1997), SMP (SMP N 5 Sragen/2003), SMA (SMA N 1 Sragen/2006), hingga Diploma-III (IT Telkom Bandung/2009). Berpengalaman bekerja selama 1,5 tahun pada salah satu perusahaan telekomunikasi swasta di Indonesia, hingga akhirnya menyadari bahwa ilmu itu investasi sehingga kembali ke bangku pendidikan formal tingkat Sarjana (Institut Teknologi Sepuluh November/Januari-2014).

e-mail : f.tania1706@gmail.com ; tania13@mhs.ee.its.ac.id